

TESÍS DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

**TECNOLOGÍAS EN CIRCUITOS FOTÓNICOS
INTEGRADOS**

Pelli, Pablo Nahuel
Grado

Dr. Pablo A. Costanzo Caso
Director

Dr. Laureano A. Bulus Rossini
Co-director

Miembros del Jurado

Dr. José Lipovetzky (Instituto Balseiro)
Dr. Hernán Pastoriza (Instituto Balseiro)
Dr. Julián Milano (Instituto Balseiro)

Diciembre de 2016

Laboratorio de Telecomunicaciones – Centro Atómico Bariloche

Instituto Balseiro
Universidad Nacional de Cuyo
Comisión Nacional de Energía Atómica
Argentina

A mi familia y amigos por tanto aguante.
Principalmente a la *vieja*
por bancarme tanto tiempo como plaga.

Índice de contenidos

Índice de contenidos	v
Índice de Abreviaturas	ix
Resumen	xi
Abstract	xiii
1. Introducción	1
1.1. Motivación.	1
1.2. Técnicas de fabricación en dispositivos fotónicos	2
1.3. Estructura de tesis	4
2. Guiado de ondas en materiales ópticos	7
2.1. Conceptos básicos.	7
2.1.1. Parámetros característicos de una guía de onda.	8
2.1.2. Condiciones de guiado óptico con teoría de rayos.	10
2.1.3. Ecuaciones de Maxwell.	11
2.2. Guías de ondas planares	12
2.2.1. Guía de onda bidimensional	12
2.2.2. Guía de onda tridimensional	19
2.3. Proceso de diseño	21
3. Acopladores Direccionales	25
3.1. Concepto básico.	25
3.1.1. Teoría de modos acoplados.	26
3.1.2. Matriz transferencia.	27
3.2. Ecuaciones de diseño.	29
3.3. Diseños propuestos.	30
3.3.1. Diseño en PLC.	30
3.3.2. Diseño en SOI.	33

4. Resonadores ópticos en anillo.	41
4.1. Concepto Básico.	41
4.1.1. Modelo Matemático.	42
4.1.2. Respuesta en Frecuencia.	45
4.1.3. Sistemas múltiples en cascada.	46
4.2. Parámetros característicos.	49
4.3. Diseños propuestos.	51
4.3.1. APF en SOI.	52
4.3.2. ADF en SOI.	52
4.3.3. Anillo resonante para línea de retardo variable.	56
5. Modulador Mach Zehnder	59
5.1. Concepto Básico.	59
5.1.1. Análisis matemático.	60
5.1.2. Análisis Matricial.	61
5.2. Ecuaciones de diseño.	64
5.2.1. Efecto Termo-óptico.	66
5.2.2. Efecto de portadores de carga (Franz-Keldysh)	67
5.3. Diseños propuestos	69
5.3.1. Interruptores basados en MZI.	69
5.3.2. Filtro Variable.	75
6. Técnicas de fabricación en dispositivos fotónicos	83
6.1. Introducción.	83
6.1.1. Métodos utilizados en la actualidad.	84
6.1.2. Compatibilidad con tecnologías existentes.	87
6.2. Fabricación de guías de onda.	87
6.2.1. Capa de BOX (<i>Buried oxide</i>)	89
6.2.2. Capa de núcleo.	92
6.2.3. Dopaje y proceso de <i>drive-in</i>	96
6.2.4. Capa de cladding superior.	98
6.2.5. Contactos metálicos y calentadores.	99
6.3. Máscaras diseñadas.	99
6.3.1. Resultados obtenidos.	101
6.4. Enmascarado y proceso de etching.	104
7. Conclusiones y trabajo a futuro.	111
A. Guía de procedimiento para fabricación de wafers de SOI.	113

Índice de contenidos	vii
B. Manual de procedimiento máquina de CVD.	121
C. Hojas de datos.	129
C.1. Foto resinas utilizadas.	129
Bibliografía	137
Agradecimientos	143

Índice de Abreviaturas

- α -Si – Silicio amorfo
ADF – Filtro Add Drop (Add Drop Filter)
AFP – Filtro Pasa todo (All Pass Filter)
BOX – Capa de óxido inferior (Buried OXide)
BPSG – Cristal de Boro-Fósforo y Silicio.
Cap – Capítulo
CVD – Deposición por vaporización química. (*Chemical Vapor Deposition*)
CW – Intensidad constante (*Continuous wave*)
Ec – Ecuación
FSR – Rango espectral libre (Free Spectral Range)
FTTH – Fibra en boca cliente (*Fiber To The Home*)
GeSG-C – Cristal de Germanio Silicio Cristalino
MMF – Fibra Multimodal.
MZI – Interferómetro Mach Zehnder
MZM – Modulador Mach Zehnder
NC – Normalmente Cerrado
NO – Normalmente Abierto
ORR – Resonador óptico en anillo (Optical Ring Resonator)
PECVD – Deposición por vaporización química enriquecida por plasma (*Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition*)
PIC – Circuito Fotónico Integrado (Photonic Integrated Circuit)
PID – Sistema de control proporcional, integral y diferencial
PLC – Circuito de guía de onda plana (Planar Lightwave Circuit)
RF – Radio Frecuencia
RoF – Radio sobre fibra
Sec - Sección
Si-C – Silicio cristalino
SiN – Nitruro de Silicio.
Si-Ph – Fotónica basada en silicio (Silicon Photonics)
SMF – Fibra monomodal.
SOI – Silicio sobre aislante (Silicon-On-Insulator)

UHV – Ultra Alto Vacío.

WDM – Multiplexación por división de longitud de onda.

Resumen

Se presenta en este trabajo el estudio y diseño de los componentes básicos utilizados en tecnologías fotónicas. Partiendo de un enfoque matemático, del mismo se derivan las ecuaciones de diseño que se analizarán.

Se analizan tres dispositivos principales en el mundo de la fotónica integrada, se muestra además como a partir de estos dispositivos es posible sintetizar bloques funcionales más complejos. Además del diseño de estos dispositivos, se describe el procedimiento de fabricación de los mismos a partir de un nuevo método propuesto en este trabajo. A pesar de que los resultados obtenidos al momento de cierre de este trabajo fueron parciales, los mismos resultan satisfactorios.

Finalmente este trabajo pretende ser un punto de referencia al comenzar un estudio en dispositivos fotónicos. Por lo cual todo el trabajo realizado se encuentra debidamente referenciado a trabajos tanto teóricos como diseños de aplicaciones reales.

Palabras clave: MICROFÓTONICA, ÓPTICA INTEGRADA, SOI, SILICON PHOTONICS

Abstract

In this work we present the study and design of the basic components for photonic devices design. Starting from the background theory to the derivation of the design equations. We analyze 3 primary components, those are basic blocks from almost all complex device. It's showed how it's possible to synthetize complex devices based on these primary blocks.

Also, the fabrication procedure and characteriscts to obtain SOI wafers that was used is described. Although the results obtained at the moment of writting this work was partial, these results are highly satisfactory.

Finally, this work is intendeded to be a starting point for those who are trying to develop new designs on Photonics devices. Hereby, all the steps on this works is properly referred to different theoric papers and real applications design papers as well.

Keywords: MICROPHOTONICS, INTEGRATED OPTICS, SOI, SILICON PHOTONICS

Capítulo 1

Introducción

“Somewhere, something incredible is waiting to be known.”

— Carl Sagan, circa 1977

1.1. Motivación.

Hasta el momento, las tecnologías para la fabricación de circuitos integrados fotónicos se ha dividido en varias técnicas. Actualmente, no existe una única tecnología que se haya establecido como la dominante, que reúna tanto las ventajas técnicas y de aplicación como el reducido costo para la fabricación a escala comercial. Las tecnologías más utilizadas son: semiconductores compuestos (GaAs, InP), también conocida como III-V, cristales no lineales ($LiNbO_3$), dieléctricos (guías de onda basadas en sílice y nitruro de silicio) y elementos semiconductores (silicio sobre aislante (SOI)). Éstas últimas también son conocidas como PLC (siglas del nombre en inglés *planar lightwave circuits*).

Cada tecnología posee ventajas específicas de acuerdo a la aplicación buscada, ya sea la generación y la detección de la luz, la modulación, el enrutamiento pasivo con bajas pérdidas de propagación, el procesamiento con filtros, la facilidad de empaquetamiento (packaging), etc.

Las ventajas del uso de circuitos fotónicos es clara, una de las más relevantes es la capacidad de miniaturización. Si se considera la síntesis y el desarrollo de equivalentes de circuitos electrónicos en el dominio óptico, se logra trabajar con niveles de atenuación mucho menores que en electrónica de alta velocidad, además de evitar el calentamiento excesivo del sistema.

Actualmente, las tecnologías más importantes para el estudio en comunicaciones resultaron ser PLC y SOI, esto es así ya que ambas tienen pérdidas de propagación sumamente bajas ($\sim 1 \text{ dB/cm}$). Se muestra en varios trabajos que estos materiales permiten alcanzar grandes velocidades de modulación ($\sim 40 \text{ Gbps}$ se han alcanzado con dispositivos de tamaño mínimo en guías basadas en SOI). Además estas tecnologías permiten alcanzar dimensiones muy pequeñas, por lo cual, es posible compactar un circuito completamente funcional en un chip de tamaño milimétrico. En el caso de SOI, se está investigando la compatibilidad con tecnologías CMOS, con esto se puede ver que los costos de fabricación en masa bajan considerablemente respecto a otras tecnologías.

1.2. Técnicas de fabricación en dispositivos fotónicos

En el campo de la fotónica integrada hay muchas ramas de tecnologías de fabricación, una de ellas es dispositivos basados en compuestos semiconductores como por ejemplo fosfuro de Indio (InP). La principal característica de esta tecnología es que permite intrínsecamente la generación, amplificación, modulación y detección de luz. Sin embargo, el nivel de integración que permite la misma está sumamente restringido por las pérdidas asociadas a la propagación (la misma puede ser hasta un orden de magnitud mayor comparadas a PLC o SOI). Queda demostrado en varios trabajos que ésta permite velocidades de modulación muy elevadas[1–4]. Por esto, ésta es una de las tecnologías de preferencia para diseño de circuitos a gran escala.

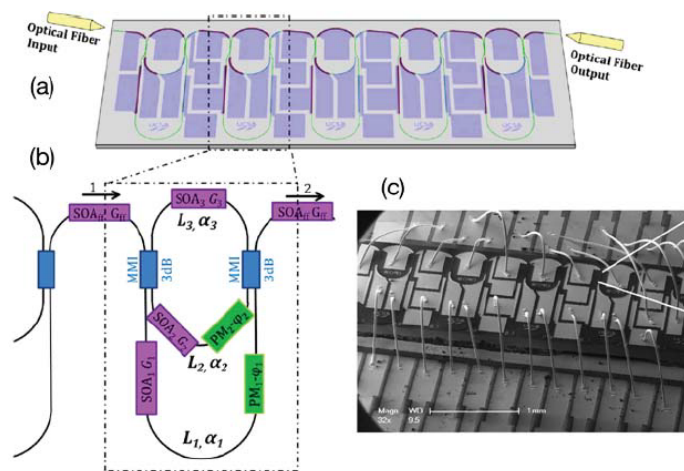


Figura 1.1: Filtro variable implementado en InP. Imagen tomada de [5].

La tecnología de circuitos planares basados en sílice (PLC), es ampliamente usada

en el diseño de sistemas para WDM o FTTH, debido a sus propiedades físicas. Sistemas *add-drop*, *cross-conector* e inclusive filtros programables se han implementado [6, 7].

Esta tecnología está siendo ampliamente implementada debido a sus bajas pérdidas de propagación (de bibliografía se obtiene que el valor medio es $\sim 0,85 \text{ dB/m}$). A pesar de esta fuerte ventaja, el nivel de integración de la misma esta limitada por el tamaño mínimo que puede obtenerse con bajos niveles de pérdidas por propagación.

Por esto, una de las tecnologías más prometedoras en el campo de la fotónica integrada es la basada en Silicio sobre aislante (SOI). Una de las principales características que la hacen atractiva al estudio es la posibilidad de compatibilizar con tecnologías de fabricación de circuitos electrónicos integrados. Otra característica principal es el gran contraste de índices que hay entre el silicio ($n = 3,45$) y el dióxido de silicio ($n = 1,45$), esta gran diferencia permite la miniaturización y la integración a gran escala de dispositivos fotónicos. Además de tener un bajo nivel de pérdidas por propagación, SOI ha demostrado tener gran potencial en aplicaciones como modulación, amplificación y láseo aprovechando un gran factor de no linealidad de tercer orden del silicio[8, 9].

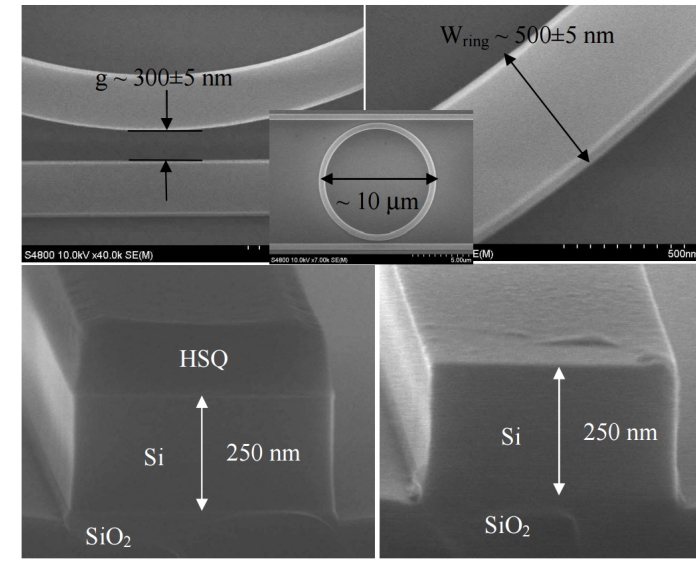


Figura 1.2: Anillos ópticos ultra compactos en SOI. Imagen tomada de [10].

Así también, existen tecnologías basadas en componentes dieléctricos como el nitruro de silicio. Una de estas tecnologías que surgió en los últimos años es la llamada TriPleXTM, esta está basada en capas de Si_3N_4 cubiertas de SiO_2 . Esta presenta como ventaja directa la compatibilidad con procesos LPCVD CMOS, se demostró que esta tecnología no solo permite alcanzar niveles sumamente bajos de atenuación por propagación, si no que además cuenta con un ancho de banda mayor (UV cercano a IR intermedio). Estas características la hacen una tecnología que toma cada vez más

adeptos en la investigación de diseño de circuitos de gran ancho de banda[11–15].

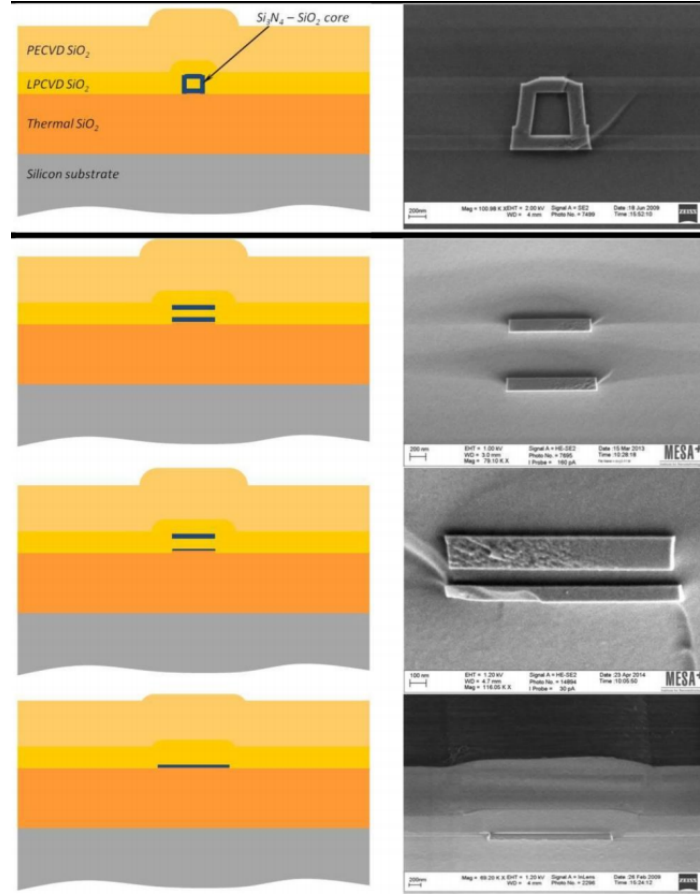


Figura 1.3: Formas típicas utilizadas en guías de onda basadas en TriPleXTM.

Existen además otros tipos de técnicas basadas en materiales cerámicos o cristalinos como por ejemplo GaAs, $LiNbO_3$, polímeros, etc. Estos generalmente tienen como ventaja el aprovechamiento de las fuertes componentes no lineales presentes en estos materiales, haciendo de esta una buena elección a la hora de diseño de moduladores o amplificadores.

1.3. Estructura de tesis

Este trabajo se organizó de tal manera que pueda servir de guía y referencia para el diseño de dispositivos ópticos complejos, por lo que en la primera parte se trata la teoría de fondo, ecuaciones de propagación en el medio, etc. Luego se abarcan los bloques fundamentales característicos de todo dispositivo fotónico, comenzando por el más sencillo y aún así el más importante, el acoplador direccional. En el desarrollo del mismo se introduce el análisis con teoría de modos acoplados y a partir de esto se obtienen las ecuaciones de diseño características de este bloque. Así también se introduce el análisis matricial útil para los capítulos siguientes. En los siguientes capítulos

se trata la teoría y el diseño de dispositivos basados en anillos ópticos resonantes e interferómetros Mach Zehnder. Cada capítulo inicia con la teoría de funcionamiento del dispositivo, las ecuaciones de diseño derivadas de la teoría, y se plantean distintos ejemplos de diseño con sus respectivas simulaciones.

En el capítulo 6 se desarrolla el trabajo de 2 meses realizado en el instituto Rose Hulman en Estados Unidos. Éste trata la fabricación de guías de onda basadas en SOI y PLC, realizadas en los laboratorios de este instituto. Se hace un pequeño resumen además de las máscaras diseñadas para implementación de dispositivos interferométricos en SOI, y se muestran los resultados parciales obtenidos al momento de escribir el trabajo.

La sección de conclusiones resume todo el trabajo realizado y se detallan los pasos a seguir para el trabajo futuro. Finalmente, en los apéndices de este trabajo se encuentran los manuales de procedimiento de los instrumentos utilizados o que debieron confeccionarse durante la etapa experimental.

Cabe destacar que el trabajo realizado en Rose Hulman ha sido presentado y se encuentra en proceso de revisión en la ETOP (*Conference on Education and Training in Optics and Photonics*)¹. Esta conferencia tendrá lugar en Hangzhou China en Mayo de 2017.

¹Página Web ETOP: <http://opt.zju.edu.cn/etop2017/>

Capítulo 2

Guído de ondas en materiales ópticos

“There is practically no chance communications space satellites will be used to provide better telephone, telegraph, television, or radio service inside the United States”

— T. Craven, Comisionado de la FCC, 1961

El guiado óptico es un elemento fundamental para realizar interconexiones entre dispositivos o para la síntesis de circuitos ópticos integrados. En un dado sistema, las ondas de luz se propagan por el medio en distintos *modos* ópticos, las condiciones de propagación de cada modo dependen de las propiedades del sistema.

En tecnologías de microondas es posible confinar campo electromagnético propagante, esto se logra mediante el uso de guías de onda, el mismo concepto puede extenderse a medios ópticos. En este caso, el confinamiento se logra utilizando materiales en forma de “*sándwich*”. A diferencia de las guías de RF, se tiene que los materiales adyacentes a la zona de confinamiento son generalmente dieléctricos.

En este capítulo se analiza conceptos básicos relativos al guiado y propagación en medios ópticos con teoría de rayos y con formalismo de Maxwell. Además se introducen los métodos utilizados para determinar el diseño de los dispositivos propuestos en las siguientes secciones.

2.1. Conceptos básicos.

Los medios ópticos de guiado son en general estructuras dieléctricas capaces de transportar energía electromagnética confinada dentro de los bordes de la estructura. Ejemplos de estos medios son las fibras ópticas y las guías de onda ópticas, estas

estructuras se caracterizan por tener una zona central llamada núcleo (*core*) en donde la luz es confinada. En el caso general, estas estructuras cuentan con 3 materiales como se muestra en la figura 2.1, las capas adyacentes al núcleo son llamadas sustrato y cobertura respectivamente. En general las guías ópticas cumplen la característica que $n_{cover} \leq n_{subs} < n_{core}$. Cuando una guía de onda cumple que $n_{cover} = n_{subs} = n_{clad}$ se

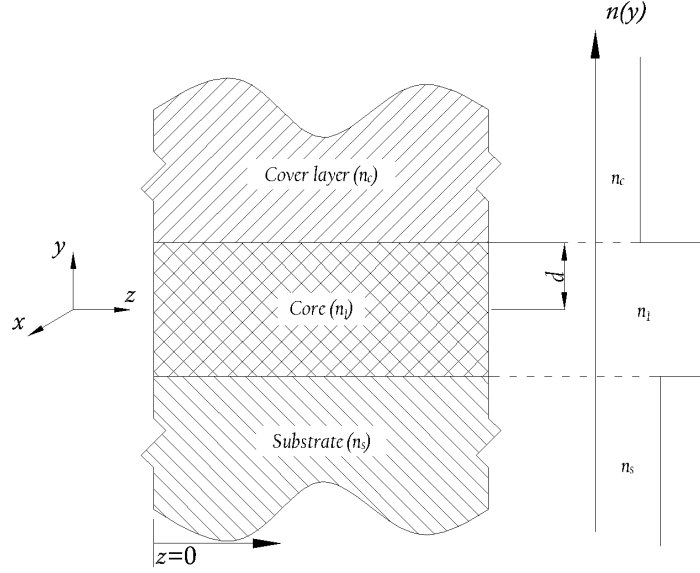


Figura 2.1: Sección transversal de una guía de onda en el caso más general.

dice que es un medio simétrico, caso contrario se dice que es un medio asimétrico.

2.1.1. Parámetros característicos de una guía de onda.

Las propiedades o características de las guías de onda ópticas pueden ser expresadas por medio de ciertos parámetros. Se detallan en esta sección los mismos considerando una guía de onda como la que se muestra en la figura 2.1, consideramos además por simplicidad que la misma es simétrica ($n_{cover} = n_{subs} = n_{clad}$).

Índice de refracción.

En óptica uno de los parámetros más importantes para caracterizar un sistema es el índice de refracción n , el mismo es una medida de como la luz (u otro tipo de radiación) se propaga por el medio analizado.

En el caso más elemental, usando la ley de Snell $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$, los índices de refracción dan la relación de como cambian los ángulos de incidencia/refracción debido al cambio de medios. A partir de éste es posible definir parámetros como ángulo de Brewster, condición crítica de reflexión interna total (*TIR*) como así los coeficientes de transmisión y reflexión de Fresnel.

Birrefrigencia.

La birrefrigencia o doble refracción es la propiedad asociada a la existencia de distintos índices de refracción, cada uno asociado a un estado de polarización de la luz incidente. Se asocia a este efecto la diferencia numérica entre los respectivos índices como se muestra en la ecuación 2.1. En general esta diferencia se da entre las polarizaciones paralela y perpendicular de la dirección de propagación.[16]

$$\Delta n_{BF} = n_{||} - n_{\perp} \quad (2.1)$$

Si se tiene que $\Delta n_{BF} \neq 0$ se dice que el material tiene una anisotropía óptica. Es importante notar que en comunicaciones, cuando se habla de birrefrigencia se refiere a la diferencia entre los índices para los modos TE o TM.

Reflexión total interna.

La reflexión total interna es quizás el efecto más importante a notar en la propagación de ondas EM en un medio. Básicamente, en una guía de onda, la propagación de la luz es consecuencia de que la misma se refleje constantemente entre el núcleo y el cladding sin perder energía (o la menor posible). Aplicando teoría de rayos en la interfaz entre el núcleo y el cladding, es fácil ver que:

$$\theta_{TIR} = \arcsin\left(\frac{n_{clad}}{n_{co}}\right) \quad (2.2)$$

donde θ_{TIR} es el ángulo a partir del cual el rayo incidente se refleja con la menor atenuación debido a refracciones. En la figura 2.2 se muestra un esquema de los posibles casos. Si bien se presume que no hay pérdida de energía en la reflexión total interna, en la práctica existen pérdidas en la interfaz debido a la absorción del medio.

Factor de forma.

Este factor representa la diferencia porcentual entre los índices de refracción del medio. Éste se define como:

$$\Delta = \frac{n_{co}^2 - n_{cl}^2}{2n_{co}^2} \quad (2.3)$$

Apertura numérica.

La apertura numérica se define como el máximo ángulo de incidencia para la guía de onda. Esto quiere decir, que todos los ángulos que cumplan $|\theta| \leq NA$ cumplirán la condición de TIR. Numéricamente, esto se describe como:

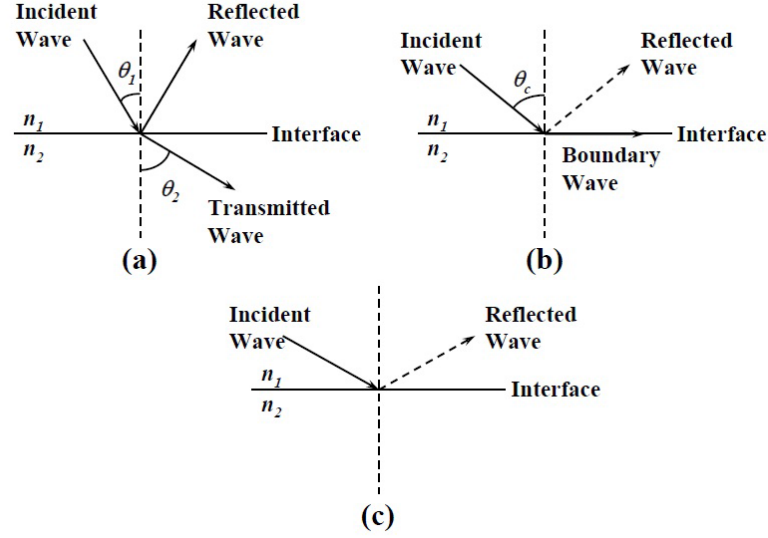


Figura 2.2: Tipos de reflexiones en un medio plano. (a) Incidencia por con $\theta > \theta_{TIR}$, (b) Incidencia con $\theta < \theta_{TIR}$ y (c) Incidencia en ángulo crítico.

$$\sin \theta = n_{co} \sin \phi \leq \sqrt{n_{co}^2 - n_{cl}^2} \quad (2.4)$$

Considerando el mayor ángulo posible obtenemos:

$$NA = \theta \leq \sin^{-1}(\sqrt{n_{co}^2 - n_{cl}^2}) \quad (2.5)$$

Este parámetro también puede ser expresado en función del factor de forma, usando la ecuación 2.3:

$$NA = n_{co} \sqrt{2\Delta} \quad (2.6)$$

2.1.2. Condiciones de guiado óptico con teoría de rayos.

Para lograr la propagación de luz en la guía de onda, el rayo incidente debe ingresar a un ángulo determinado. El valor de éste ángulo está discretizado, cada valor discreto está asociado a la excitación de un modo de propagación [17].

Una representación de la propagación de un modo en una guía bidimensional se muestra en la figura 2.3. En esta es posible observar los frentes de onda perpendiculares al rayo incidente, la longitud de onda y el número de onda en el núcleo de la guía de onda puede obtenerse como:

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{n_{co}} \quad (2.7)$$

$$k = k_0 n_{co}$$

donde λ_0 es la longitud de onda en el vacío y $k_0 = 2\pi/\lambda$ es el número de onda en el vacío. Entonces, las constantes de propagación (estas están asociadas a cada modo) en

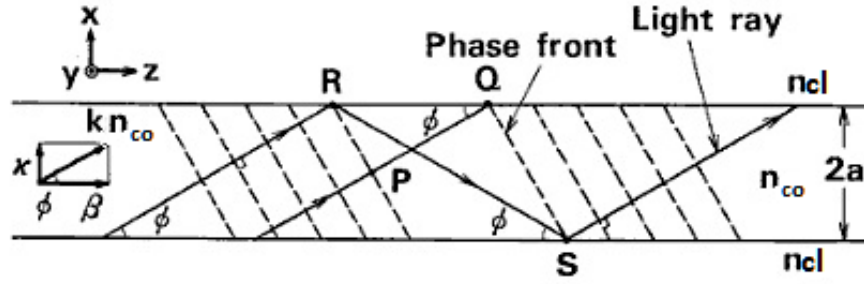


Figura 2.3: Diagrama esquemático de propagación de modos en una guía de onda bidimensional. Imagen tomada de [18].

las direcciones laterales están dadas por las ecuaciones:

$$\begin{aligned}\beta &= k_0 n_{co} \cos \phi \\ k &= k_0 n_{co} \sin \phi\end{aligned}\tag{2.8}$$

En el caso de las guías tratadas en este trabajo, los modos son clasificados por su polarización, estos pueden ser Transversal Eléctrico (TE) o Transversal Magnético (TM). Estos se caracterizan por tener la componente del campo eléctrico o magnético en la dirección de propagación nulo respectivamente. También existen modos llamados transversal electro-magnéticos (TEM), estos se caracterizan por tener campo nulo (tanto E como H) en la dirección de propagación de la onda[19]. Existen además los llamados modos híbridos, estos son una combinación de los anteriores.

2.1.3. Ecuaciones de Maxwell.

Si consideramos una onda propagante en la dirección \hat{z} en un medio dieléctrico de la forma:

$$\vec{E}(\mathbf{r}, t) = \vec{E}(\mathbf{r}) e^{-j(\omega t - \beta z)}$$

podemos expresar una onda oscilante que se propaga mediante las ecuaciones de Maxwell como se muestra en la ec 2.9

$$\begin{aligned}\nabla \times \vec{E} &= -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = ik \left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0} \right)^{1/2} \vec{H} \\ \nabla \times \vec{H} &= \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = -ikn^2 \left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0} \right)^{1/2} \vec{E}\end{aligned}\tag{2.9}$$

donde μ y ϵ son la permeabilidad magnética y permitividad eléctrica del medio respectivamente, μ_0 y ϵ_0 son la permeabilidad magnética y permitividad eléctrica del vacío.

Resolviendo estas ecuaciones para este caso, se obtiene que las componentes del campo en coordenadas cartesianas serán:

$$\left\{ \begin{array}{l} \partial_y E_z + j\beta E_y = -j\omega\mu_0 H_x \\ -\partial_x E_z - j\beta E_x = -j\omega\mu_0 H_y \\ \partial_x E_y - \partial_y E_x = -j\omega\mu_0 H_z \\ \partial_y H_z + j\beta H_y = j\omega\epsilon_0 n^2 E_x \\ -\partial_y H_z + j\beta H_x = j\omega\epsilon_0 n^2 E_y \\ \partial_x H_y - \partial_y H_x = j\omega\epsilon_0 n^2 E_z \end{array} \right. \quad (2.10)$$

2.2. Guías de ondas planares

Las guías de ondas planas son la base en teoría de guías de onda utilizadas en circuitos fotónicos integrados como así en laser's de semiconductores. Para el caso bidimensional existen modelos matemáticos que describen sin mucha complejidad el comportamiento de las mismas, para el caso de guías rectangulares o formas más complejas existen distintos análisis que pueden realizarse. En esta sección se tratará el marco teórico y el análisis de estas guías de onda.

2.2.1. Guía de onda bidimensional

Si se considera un sistema como el de la figura 2.4, se ve en esta la sección transversal de una guía de onda de espesor $2d$. Se considera por simplicidad que sobre el eje y tenemos simetría axial considerándola infinita en este eje. La dirección de propagación de onda será z con una frecuencia ω .

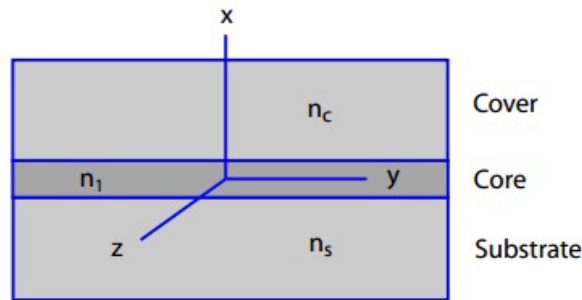


Figura 2.4: Sección transversal de la guía de onda a analizar. En la misma se consideran 3 materiales con índices distintos tales que $n_{core} > n_{cover} \geq n_{sub}$.

Se puede ver que en el eje y no existe dependencia de los campos (la solución en estos puntos será trivial), por lo que, se cumple:

$$\begin{cases} \partial_y E = 0 \\ \partial_y H = 0 \end{cases} \quad (2.11)$$

Considerando que los campos varían a medida que se propagan por z :

$$\begin{cases} \partial_z E = j\beta E \\ \partial_z H = j\beta H \end{cases} \quad (2.12)$$

De esto, se puede ver [18] que se tendrán dos juegos de ecuaciones a resolver correspondientes a los dos modos de polarización TE y TM. Para los modos TE se cumple que ($E_z \simeq 0$):

$$\begin{cases} \partial_{yy} E_y + (k_0^2 n^2 - \beta^2) E_y = 0 \\ E_y \text{ continua en } \mathbb{R}^2 \\ E_y \xrightarrow{x \rightarrow \pm\infty} 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

donde $k_0 = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$, β es la constante de propagación, las componentes del campo restantes serán:

$$\begin{cases} H_x = -\frac{\beta}{\omega\mu_0} E_y \\ H_z = -\frac{j}{\omega\mu_0} \partial_x E_y \end{cases} \quad (2.14)$$

Análogamente, se tiene para los modos TM ($H_z \simeq 0$):

$$\begin{cases} \partial_{yy} (\frac{1}{n^2} H_z) + (k^2 - \frac{\beta^2}{n^2}) H_z = 0 \\ \partial_y H_z \text{ continua en } \mathbb{R}^2 \\ H_z \xrightarrow{y \rightarrow \pm\infty} 0 \end{cases} \quad (2.15)$$

con sus componentes:

$$\begin{cases} E_x = -\frac{\beta}{\omega\epsilon_0 n^2} H_y \\ E_z = -\frac{j}{\omega\epsilon_0 n^2} \partial_x H_y \end{cases} \quad (2.16)$$

Resolviendo las condiciones de contorno de las ecuaciones 2.13 y 2.15, se obtiene que en ambos casos el comportamiento del campo será de la forma:

$$\begin{cases} B_{cover} e^{-q_1(x-d)} ; (x > a) \\ A_{core} \cos(px - \phi) ; (|x| \leq a) \\ B_{subs} e^{q_2(x+d)} ; (x < -a) \end{cases} \quad (2.17)$$

donde los términos A_{core} y B_i son constantes que dependen de las condiciones iniciales del problema, mientras que los parámetros p, q_1 y q_2 están dados por el sistema de

ecuaciones siguiente:

$$\begin{cases} p^2 = n_{core}^2 k_0^2 - \beta^2 \\ q_1^2 = \beta^2 - n_{cover}^2 k_0^2 \\ q_2^2 = \beta^2 - n_{sub}^2 k_0^2 \end{cases} \quad (2.18)$$

a partir de esto, eliminando la fase arbitraria se obtiene que los autovalores solución de este sistema están dados por la siguiente ecuación trascendental [20]:

$$2pd = m\pi + \tan^{-1}\left(\frac{q_1}{p}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{q_2}{p}\right) \quad (2.19)$$

De manera análoga para los modos TM, se tiene que la ecuación trascendental que describe los autovalores del sistema será:

$$2pd = m\pi + \tan^{-1}\left(\frac{n_{core}^2 q_1}{n_{sub}^2 p}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{n_{core}^2 q_2}{n_{sub}^2 p}\right) \quad (2.20)$$

donde en ambos casos m es un número entero, este valor es el índice correspondiente a cada modo. De esta manera, mediante 2.19 y 2.20 es posible determinar la constante de propagación β_j correspondiente a cada modo TE_j o TM_j . En la figura 2.5 se muestran distintos perfiles de campo que se pueden obtener, éstos corresponden a una guía de onda simétrica. Luego en la figura 2.6 se muestra el perfil espacial para el segundo

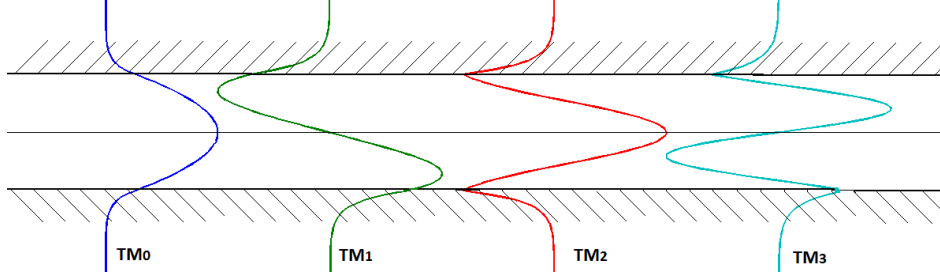


Figura 2.5: Perfiles espaciales de campo asociados a los primeros modos.

modo ($m=1$) cuando se tiene una guía de onda asimétrica.

Se considera ahora para el análisis que se tiene una guía de onda simétrica, si reescribimos la ecuación 2.8 para este caso, se tiene que:

$$q = p \tan\left(pd - m\frac{\pi}{2}\right) \quad (2.21)$$

Si utilizamos ahora el parámetro de frecuencia normalizada V [20], la cual se define como:

$$V = d\sqrt{p^2 + q^2} = k_0 d \sqrt{n_{co}^2 - n_{cl}^2} \quad (2.22)$$

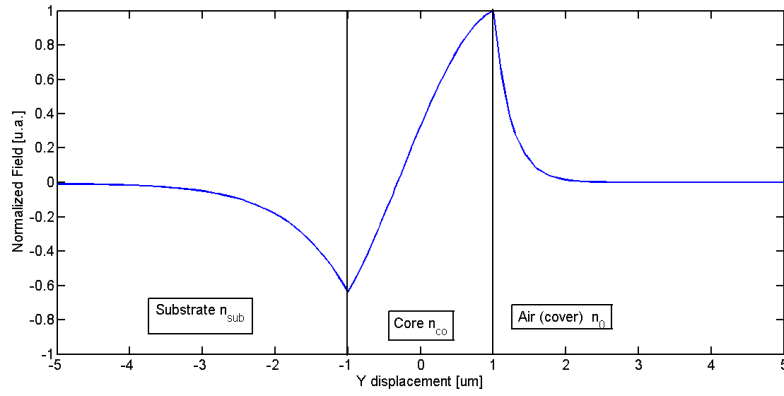


Figura 2.6: Perfiles espaciales de campo para el caso de una guía de onda asimétrica.

Definimos además:

$$\begin{cases} U_j &= d \sqrt{k_0^2 n_{co}^2 - \beta_j^2} \\ W_j &= d \sqrt{\beta_j^2 - k_0^2 n_{cl}^2} \end{cases} \quad (2.23)$$

con esto, tendremos que:

$$V^2 = U^2 + W^2 \quad (2.24)$$

Se puede ver que el factor U es un factor de guiado normalizado, mientras que W nota la cantidad de energía que se disipa por el cladding de la guía de onda. En la figura 2.7 se muestran las curvas generales de V vs U para determinar de manera gráfica la constante de propagación β_j asociada a cada modo. En las tablas 2.1 y 2.2 se resumen

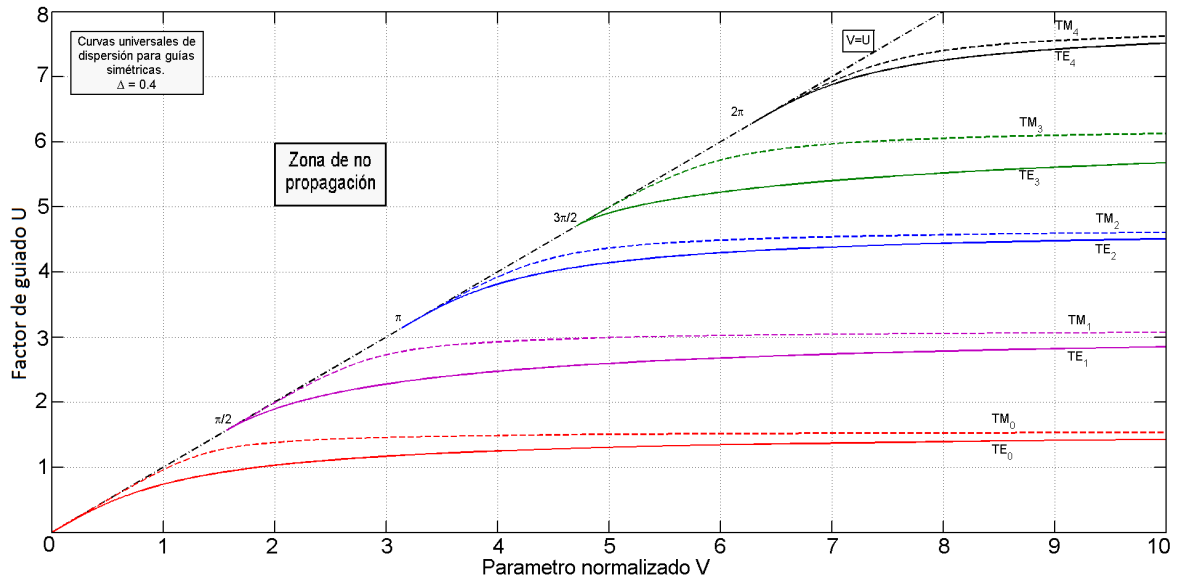


Figura 2.7: Representación gráfica de los parámetros V y U para guía de onda Simétrica. Ecuaciones de referencia en tabla 2.1.

las ecuaciones transcendentales a resolver en cada caso con sus parámetros derivados como así sus aproximaciones asintóticas[18].

Se considera ahora el caso más general de una guía de onda asimétrica, para reescribir las ecuaciones trascendentales se introduce los parámetros normalizados de propagación b y de asimetría δ [20]:

$$b = \frac{n_{eff}^2 - n_{sub}^2}{n_{core}^2 - n_{sub}^2} \quad (2.25)$$

$$\delta = \frac{n_{sub}^2 - n_{cov}^2}{n_{core}^2 - n_{sub}^2} \quad (2.26)$$

donde n_{eff} es el índice efectivo de refracción, este representa la relación entre la constante de propagación en la guía de onda con la propagación en el espacio libre, este cumple que $n_{cl} \leq n_{eff} \leq n_{co}$. Si se analiza el factor δ en la ecuación 2.26 puede verse que si consideramos una guía de onda simétrica se tiene $\delta = 0$. Utilizando estas definiciones vamos a reescribir las ecuaciones 2.19 y 2.20 como:

$$2V\sqrt{1-b} = m\pi + \tan^{-1}\left(\sqrt{\frac{b}{1-b}}\right) + \tan^{-1}\left(\sqrt{\frac{b+\delta}{1-b}}\right) \quad (2.27)$$

$$2V\sqrt{1-b} = m\pi + \tan^{-1}\left(\frac{n_{core}^2}{n_{sub}^2}\sqrt{\frac{b}{1-b}}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{n_{core}^2}{n_{cover}^2}\sqrt{\frac{b+\delta}{1-b}}\right) \quad (2.28)$$

Con esto, es posible determinar el valor de índice efectivo n_{eff} y por tanto la constante de propagación asociada para cada modo resolviendo las ecuaciones 2.27 y 2.28. En las figuras 2.8 y 2.9 se muestran las curvas obtenidas para los modos TE y TM respectivamente. A partir de los campos obtenidos es posible determinar la fracción de

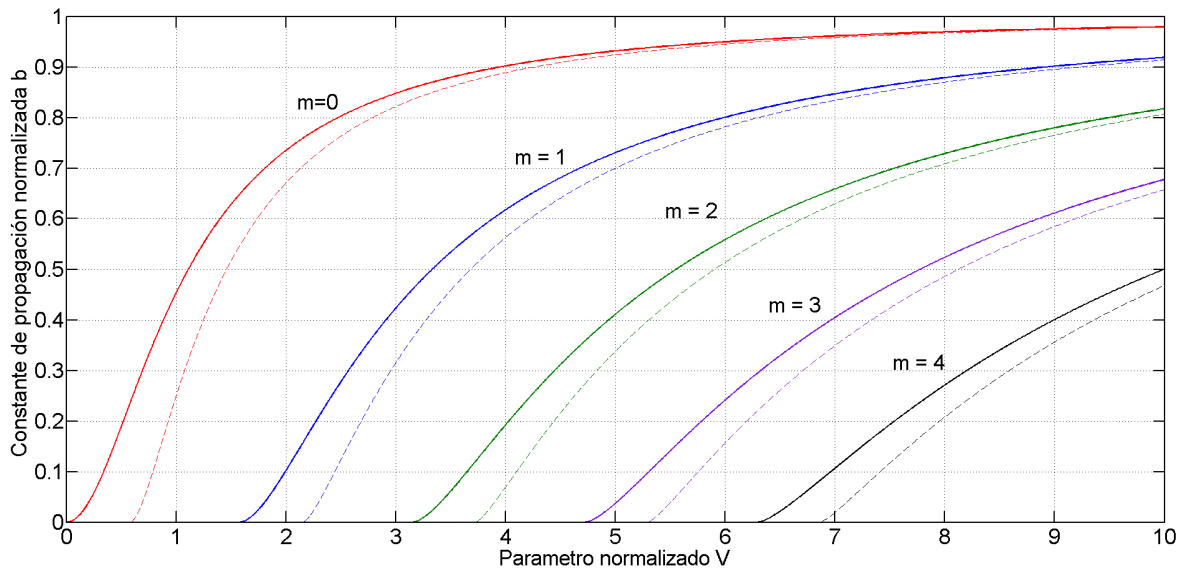


Figura 2.8: Curvas de dispersión para modos TE, se presentan casos para $\delta = 0$ (línea sólida) y $\delta = 5$ (línea de trazo).

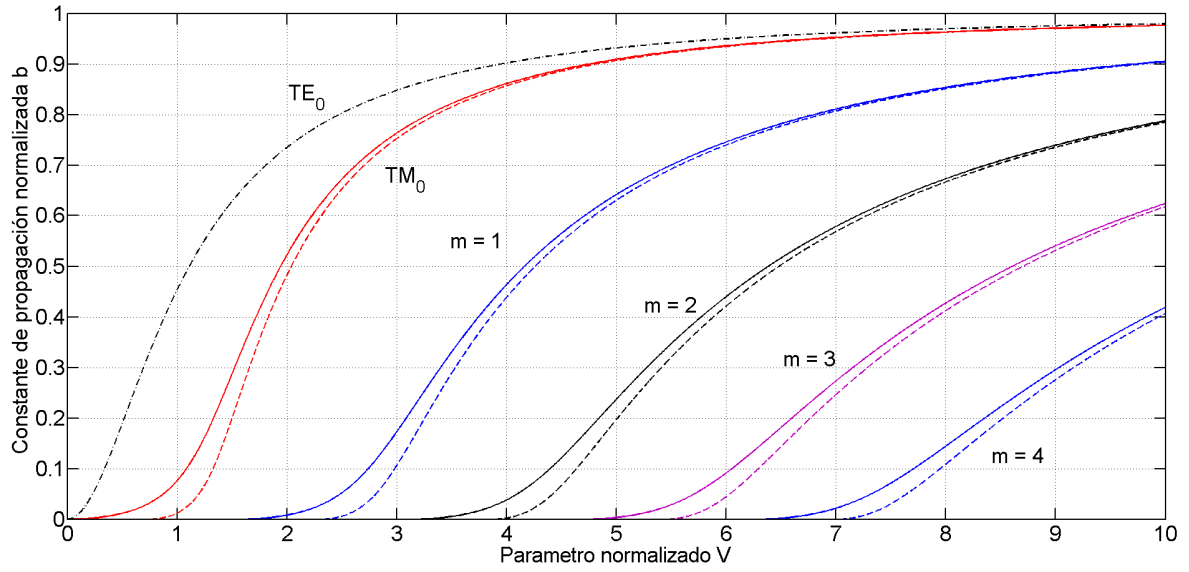


Figura 2.9: Curvas de dispersión para modos TM, se presentan casos para $\delta = 0$ (línea sólida) y $\delta = 5$ (línea de trazo).

energía que se propaga para cada modo, esto se conoce como factor de confinamiento Γ , el mismo se determina como:

$$\Gamma = \frac{\int_{A_{wv}} |E_y|^2 dx}{\int_{\mathbb{R}} |E_y|^2 dx} \quad (2.29)$$

donde A_{wv} representa el área determinada por la guía de onda $|y| \leq d$.

	Modos TE pares	Modos TE impares	Modos TM pares	Modos TM impares
Ecuación de autovalores	$W = U \tan U$	$W = -U \cot U$	$n_{co}^2 W = n_{cl}^2 U \tan U$	$n_{co}^2 W = -n_{cl}^2 U \cot U$
Factor de confinamiento	$\Gamma = 1 - \frac{U^2}{V^2(1+W)}$		$\Gamma = 1 - \frac{n_{co}^2 n_{cl}^2 U^2}{n_{co}^2 n_{cl}^2 V^2 + n_{co}^4 W^3 + n_{cl}^4 W U^2}$	
Velocidad de grupo	$v_h = \frac{\beta}{n_{co}^2} \frac{\beta}{k_0} \frac{1}{1 - 2\Delta(1-\Gamma)}$			
Número de modos admitidos	$\left\ \frac{4V}{\pi} \right\ $			

Tabla 2.1: Propiedades modales para la placa dieléctrica unidimensional.

	Modos TE_m	Modos TM_m
Condición de corte $U=V, W=0$	$U = V = m \frac{\pi}{2}$	
Zona cercana a corte	$U \simeq V - \frac{V^3}{2} (m=0)$	$U \simeq V - \frac{n_{cl}^4}{n_{co}^4} \frac{V^3}{2} (m=0)$
$U \simeq V, W \simeq 0$	$U \simeq V - m \frac{\pi}{4} \left(V - m \frac{\pi}{2} \right)^2 (m > 0)$	$U \simeq V - m \frac{\pi}{4} \left(V - \frac{n_{cl}^4}{n_{co}^4} m \frac{\pi}{2} \right)^2 (m > 0)$
$V = W = \infty$	$U = (m+1) \frac{\pi}{2}$	
Zona lejana a corte $V \simeq W \gg 1$	$U \simeq (m+1) \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{1}{V+1} \right)$	$U \simeq (m+1) \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{n_{cl}^2}{n_{co}^2 V + n_{cl}^2} \right)$
Condición necesaria para operación monomodal $0 < V < \frac{\pi}{2}$		

Tabla 2.2: Expresiones asintóticas de las ecuaciones de autovalores para los casos mas comunes de campos guiados.

2.2.2. Guía de onda tridimensional

Cuando se tiene el caso en el que el campo EM está confinado ahora en el plano XY, el sistema tiene otras características, por lo tanto debe realizarse un nuevo análisis[21].

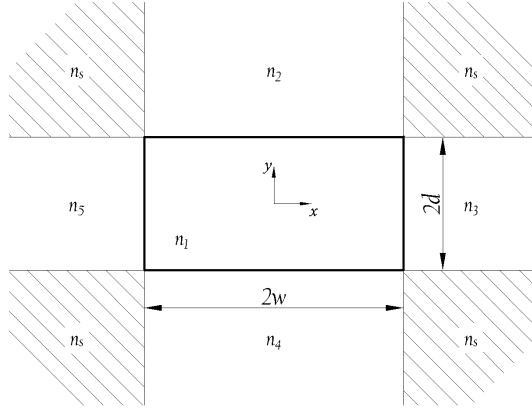


Figura 2.10: Sección transversal de una guía de onda rectangular.

Para analizar el comportamiento, uno de los métodos más aceptados es el propuesto en [22], conocido como método de Marcatili. Este propone 2 simplificaciones, primero que las zonas sombreadas en la figura 2.10 no tienen un efecto importante en el comportamiento del sistema, segundo que el factor de forma Δ es chico (i.e. la diferencia de índices es pequeña). En la figura 2.11 se muestran las distribuciones de campo solución obtenidos con este método.

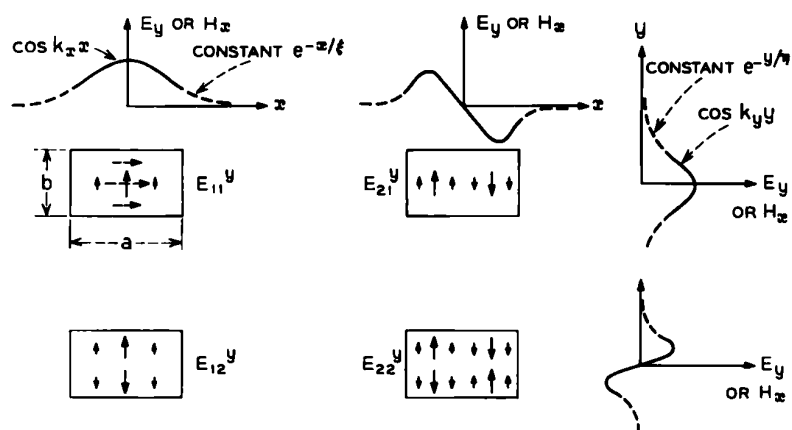
Este método permite entre otras cosas simplificar el problema tridimensional en dos problemas bidimensionales. Se considera primero los modos en que E_x y H_y son predominantes, si se fija $H_x = 0$ se obtiene que la ecuación a resolver será:

$$[\nabla_{\perp}^2 + (k_0^2 n^2 - \beta^2)]H_y = 0 \quad (2.30)$$

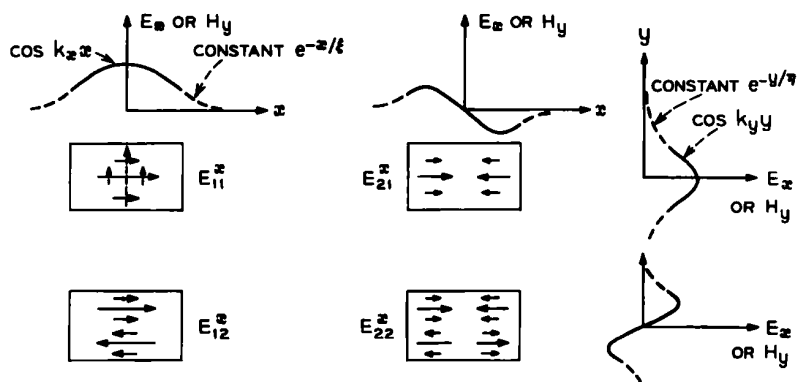
$$\begin{cases} E_x = \frac{\omega\mu_0}{\beta} H_y + \frac{1}{\omega\epsilon_0 n^2 \beta} \partial_{xx} H_y \\ E_y = \frac{1}{\omega\epsilon_0 n^2 \beta} \partial_{xx} H_y \\ E_z = -\frac{j}{\omega\epsilon_0 n^2 \beta} \partial_x H_y \\ H_z = -\frac{j}{\beta} \partial_y H_y \end{cases} \quad (2.31)$$

Análogamente, para la otra dimensión se fija $H_y = 0$ y se considera que el campo EM en el que E_y y H_x son las componentes predominantes, con esto se obtiene:

$$[\nabla_{\perp}^2 + (k_0^2 n^2 - \beta^2)]H_x = 0 \quad (2.32)$$



(a)



(b)

Figura 2.11: Distribución de los campos (a) E_{pq}^y y (b) E_{pq}^x . En ambas figuras los campos se muestra los campos E en flecha sólida y los campos H en flecha de trazo.[22]

$$\begin{cases} E_x = -\frac{1}{\omega\epsilon_0 n^2 \beta} \partial_{xy} H_x \\ E_y = -\frac{\omega\mu_0}{\beta} H_x - \frac{1}{\omega\epsilon_0 n^2 \beta} \partial_{yy} H_x \\ E_z = \frac{j}{\omega\epsilon_0 n^2 \beta} \partial_y H_x \\ H_z = -\frac{j}{\beta} \partial_y H_x \end{cases} \quad (2.33)$$

donde ∇_{\perp}^2 es el operador Laplaciano transversal. Es importante notar que para este caso, no se tiene campos puramente TE o TM, sino que las soluciones serán *quasi* TM o TE (ó *quasi* TEM), estos modos pueden ser agrupados en dos familias, E_{pq}^x y E_{pq}^y , la diferencia entre estas familias viene dada por los pares dominantes (E_x, H_y) ó (E_y, H_x) respectivamente.

Resolviendo estas ecuaciones, se obtiene un nuevo sistema de ecuaciones que definen los autovalores del sistema [22]:

$$\begin{cases} k_x = \frac{p\pi}{2w} \left(1 + \frac{(A_3+A_5)}{2\pi w} \right)^{-1} \\ k_y = \frac{p\pi}{2d} \left(1 + \frac{(n_2^2 A_2 + n_4^2 A_4)}{n_1^2 2\pi d} \right)^{-1} \end{cases} \quad (2.34)$$

De esto se obtiene que:

$$\begin{cases} k_x = \frac{p\pi}{2w} \left(1 + \frac{(n_3^2 A_3 + n_5^2 A_5)}{n_1^2 2\pi w} \right)^{-1} \\ k_y = \frac{p\pi}{2d} \left(1 + \frac{(A_2+A_4)}{2\pi d} \right)^{-1} \end{cases} \quad (2.35)$$

En este caso, el sistema de ecuaciones de autovalores no es resoluble de manera analítica, pero bajo ciertas condiciones puede obtenerse una raíz aproximada[22].

En la actualidad, el método más aceptado por su eficiencia y su bajo costo computacional es el llamado método de índice efectivo, el mismo consiste en considerar la guía de onda rectangular de la figura 2.9 como 3 guías de ondas bidimensionales y utilizar el análisis propuesto en la sección 2.2.1. Las ventajas de este método son claras, por lo cual es en general uno de los métodos más utilizados para resolución numérica de estos casos.

2.3. Proceso de diseño

Ahora que se detalló la teoría de fondo, se puede proceder al diseño de las guías de onda. El proceso que se desarrolla a continuación fue utilizado para el diseño de todos los dispositivos tratados en las secciones posteriores de este trabajo. Como aclaración general, todos los diseños se realizaron para la banda central de comunicaciones $\lambda = 1,55 \mu m$, a menos que se indique lo contrario.

El primer paso es elegir acorde al dispositivo la condición de trabajo de la guía de onda. Esto quiere decir, estimar la cantidad de modos que debe tolerar la misma. Como un ejemplo se toma el diseño de una guía monomodal en SOI. A partir de la ecuación 2.22 y las condiciones para asegurar monomodalidad en la tabla 2.2, se tiene que:

$$w \leq 600 \text{ nm} ; t \leq 600 \text{ nm} \quad (2.36)$$

donde w y t son el ancho y el alto de la guía de onda a diseñar, se consideran los valores 500x220 nm (valor estándar de guía monomodal[23][24]). La sección entonces de la guía de onda será como se muestra en la figura 2.12.

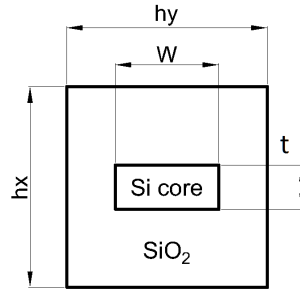


Figura 2.12: Sección de la guía de onda a diseñar. Las dimensiones h_x y h_y se consideraron 5 veces la dimensión de la guía de onda para evitar efectos de borde en la simulación.

Para esta guía de onda, calculando el parámetro V dado por la ecuación 2.22 y utilizando las gráficas en la figura 2.8 se obtiene que el índice efectivo del sistema será $n_{eff} = 2,55$.

Mediante el uso del software *Lumerical*, se verifica el valor obtenido, como así también se determina índice de grupo y la variación de estos parámetros con la longitud de onda.

En las figuras 2.13, 2.14 y 2.15 se muestran los resultados obtenidos para este ejemplo.

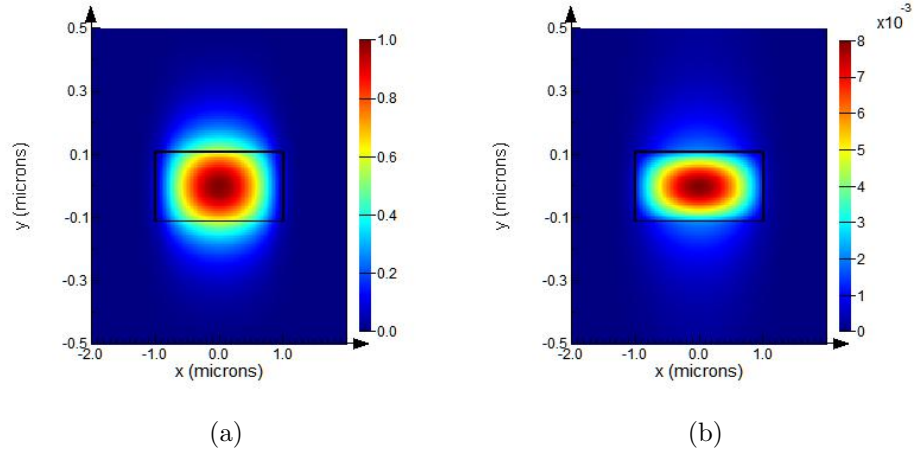


Figura 2.13: Intensidad de los campos (a) Eléctrico TE_{10} (b) Magnético TM_{10} .

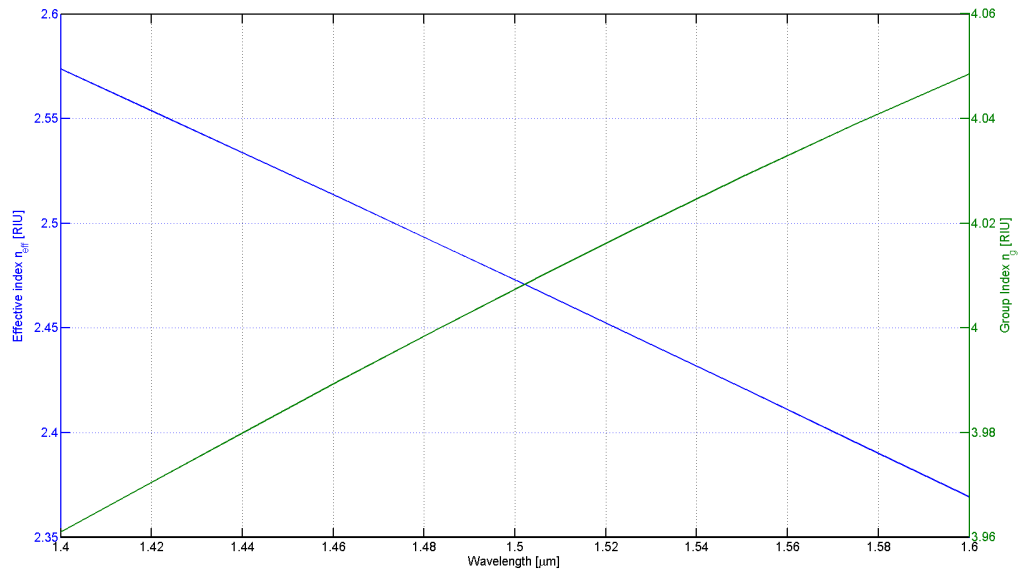


Figura 2.14: Variación del índice efectivo y el índice de grupo con la longitud de onda.

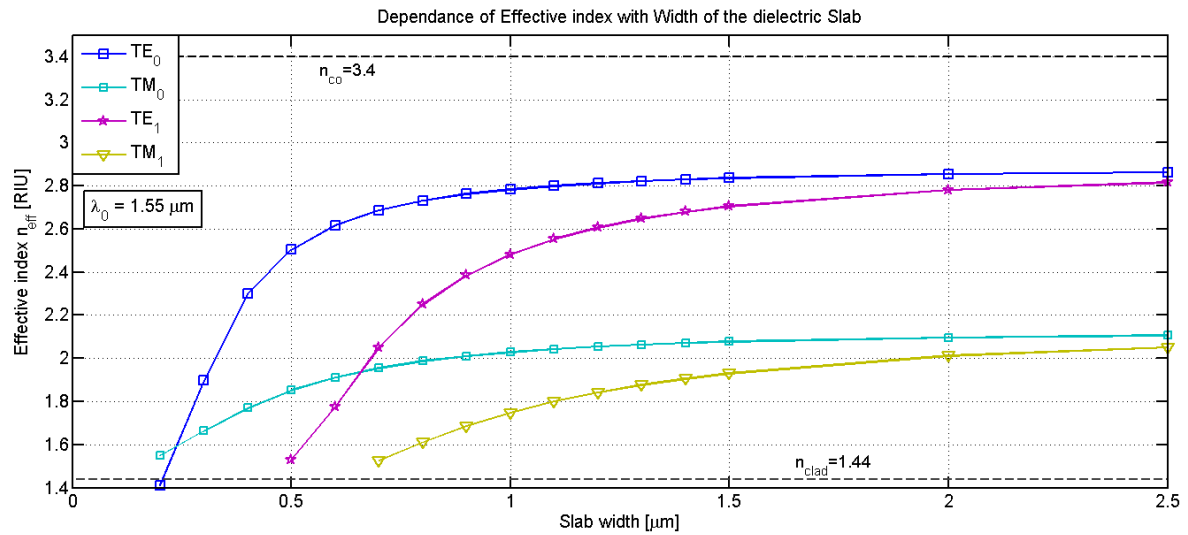


Figura 2.15: Dependencia del índice efectivo con el ancho de la guía diseñada.

Capítulo 3

Acopladores Direccionales

Uno de los componentes más esenciales en el campo de los PIC's es el acoplador direccional, no solo por las funciones que puede cumplir como divisor de potencias, de polarización o como filtros pasivos; si no que además toda la teoría de fondo es la base para los PICs. En esta sección se trata la teoría de funcionamiento de éstos, el proceso de diseño de los mismos y se presentan tres diseños realizados.

3.1. Concepto básico.

Los acopladores direccionales son componentes de 4 puertos que se utilizan en un sinnúmero de aplicaciones en el campo de las comunicaciones ópticas. La principal función de estos es dividir un haz incidente en dos haces salientes de manera coherente. En la figura 3.1 se muestra esquemáticamente la forma del dispositivo en cuestión.

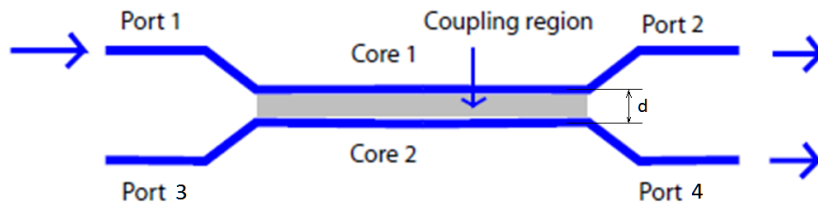


Figura 3.1: Esquema de un acoplador direccional de 4 puertos.

Existen muchas formas de fabricar estos dispositivos, en general, se considera siempre que la separación d entre las guías de onda debe ser aproximadamente $d \leq w$, siendo w el ancho de las guías de onda. Esto es así para lograr que el campo que se propaga por una de las guías de onda transfiera potencia a la otra, este efecto aparece debido a las ondas evanescentes en el cladding de estas guías. Estas ondas evanescentes se acoplan al siguiente núcleo y comienza un proceso de transferencia de energía hacia el

otro núcleo a medida que se propaga. [20]

Estos dispositivos pueden separarse en dos grandes tipos, en el caso de que ambos núcleos sean idénticos (material y geometría) se considera que es un acoplador simétrico, si estos son distintos se considera asimétrico el acoplador. En este trabajo se realizó el análisis de acopladores simétricos.

3.1.1. Teoría de modos acoplados.

La teoría de modos acoplados es utilizada para resolver la interacción entre dos modos ópticos[22, 25]. Partiendo de la ecuación de Helmholtz:

$$\nabla^2 \vec{\mathbf{E}} + \bar{n}^2 k_0^2 \vec{\mathbf{E}} = 0 \quad (3.1)$$

donde $\vec{\mathbf{E}}(\mathbf{r}, \omega)$ representa la transformada de Fourier del campo $\mathbf{E}(\mathbf{r}, t)$. En este caso \bar{n} representa el índice de refracción en todo el dominio, este se considera constante en todo el dominio excepto en las zonas definidas por los núcleos. La teoría de modos acoplados se basa en proponer como solución aproximada a 3.1:

$$\vec{\mathbf{E}}(\mathbf{r}, \omega) \simeq \hat{e} [\tilde{A}_1(z, \omega) F_1(x, y) + \tilde{A}_2(z, \omega) F_2(x, y)] e^{-j\beta z} \quad (3.2)$$

donde F_m es la distribución espacial del campo correspondiente al modo fundamental de la guía de onda en análisis en ausencia de otro agente perturbador, esto quiere decir que cumple con la ecuación 2.30. \hat{e} es la dirección de polarización de la luz incidente, este se asume constante durante toda la propagación. Finalmente las amplitudes complejas A_m varían a medida de que la onda incidente de propaga por el acoplador debido a la superposición de los modos propagantes. Para hallar el comportamiento de estas amplitudes se debe analizar el siguiente sistema:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{A}_1}{dz} &= j[(\bar{\beta}_1 - \beta)\hat{A}_1 + \kappa_{12}\hat{A}_2] \\ \frac{d\hat{A}_2}{dz} &= j[(\bar{\beta}_2 - \beta)\hat{A}_2 + \kappa_{21}\hat{A}_1] \end{cases} \quad (3.3)$$

donde los coeficientes κ_{mp} ($m, p = 1, 2$) son los llamados coeficientes de acoplamiento, los mismos se definen como la siguiente integral de superposición:

$$\kappa_{mp} = \int \int_{\mathbb{R}^2} (\bar{n}^2 - n_p^2) F_m^* F_p dx dy \quad (3.4)$$

Mediante una expansión en la constante de propagación $\tilde{\beta}_m$ y operando[26], se obtiene que:

$$\begin{cases} \partial_z A_1 + \frac{1}{v_{g1}} \dot{A}_1 + j \frac{\beta_{21}}{2} \ddot{A}_1 &= j[\kappa_{12} A_1 + \delta_a A_2] \\ \partial_z A_2 + \frac{1}{v_{g2}} \dot{A}_2 + j \frac{\beta_{22}}{2} \ddot{A}_2 &= j[\kappa_{21} A_2 + \delta_a A_1] \end{cases} \quad (3.5)$$

donde v_{gm} es la velocidad de grupo, β_{2m} es la dispersión de grupo, y se definen los parámetros de asimetría y constante de propagación media:

$$\delta_a = \frac{1}{2}(\beta_{01} - \beta_{02}), \quad \beta = \frac{\beta_{01} + \beta_{02}}{2} \quad (3.6)$$

3.1.2. Matriz transferencia.

Para analizar el comportamiento y entender el funcionamiento de este dispositivo, se considera primero el caso en el que se incide con una fuente de luz continua constante (CW) en uno de los puertos. Con esto se pueden despreciar los términos dependientes del tiempo, reescribiendo 3.5 se obtiene:

$$\begin{cases} \partial_z A_1 &= j[\kappa_{12} A_1 + \delta_a A_2] \\ \partial_z A_2 &= j[\kappa_{21} A_2 + \delta_a A_1] \end{cases} \quad (3.7)$$

Operando, se obtiene que:

$$\partial_{zz} A_1 + \kappa_e^2 A_1 = 0 \quad (3.8)$$

donde κ_e es el coeficiente de acoplamiento efectivo, este se define como:

$$\kappa_e^2 = \sqrt{\underbrace{\kappa_{12}\kappa_{21}}_{\kappa} + \delta_a^2} \quad (3.9)$$

de manera análoga se obtiene la misma ecuación de segundo orden para A_2 . Como se observa, la ecuación 3.8 describe un comportamiento similar al de un oscilador armónico, considerando las condiciones iniciales dadas por la incidencia de un haz CW ($A_1(0) = A_0$ y $A_2(0) = 0$), se obtiene como solución al sistema:

$$A_1(z) = A_0 [\cos(\kappa_e z) + j \frac{\delta_a}{\kappa_e} \sin(\kappa_e z)] \quad (3.10)$$

$$A_2(z) = j \frac{\kappa_{21}}{\kappa_e} \sin(\kappa_e z) \quad (3.11)$$

Se puede ver que a pesar de que se fijó la condición $A_2(0) = 0$ parte de la potencia transmitida por la guía de onda 1 se transfiere a la guía de onda 2. A partir de esto se generan gráficas como la que se muestra en la figura 3.2, en esta se muestra la porción de potencia transferida a la guía de onda 2 como el cociente $|A_2/A_0|^2$ en función de la distancia recorrida representada como el cociente z/L_c .

El factor L_c se define como distancia de acoplamiento crítica, esta es la distancia

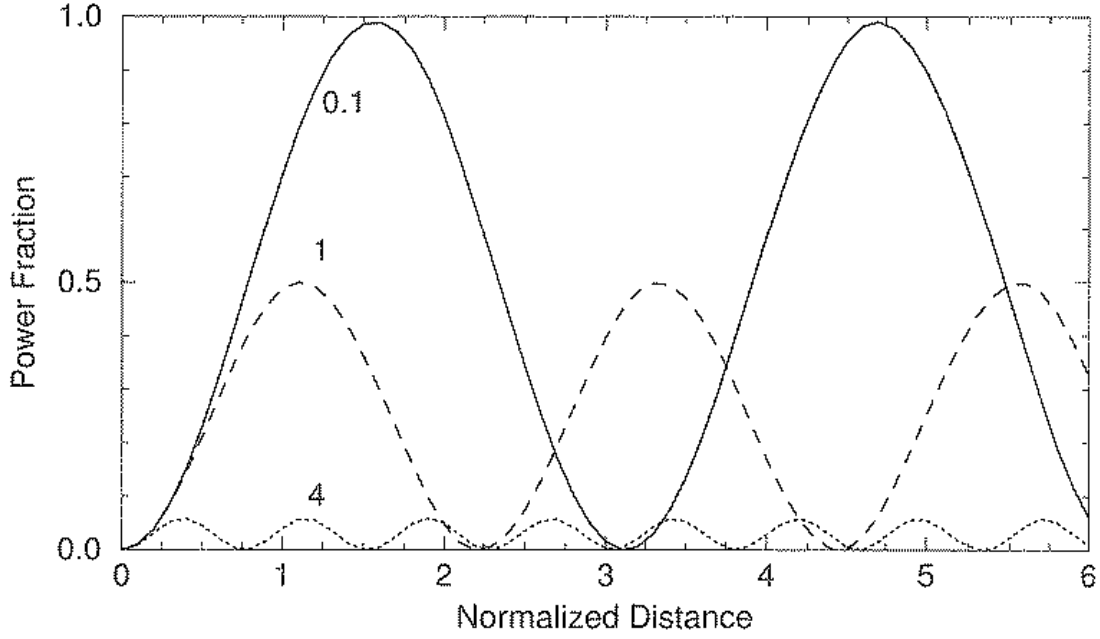


Figura 3.2: Potencia transferida de la guía 1 a la guía 2 en función de la distancia de acoplamiento. Se presentan 3 curvas para distintos valores del cociente δ_a/κ . Imagen obtenida de [20]

en la cual toda la potencia transmitida en la guía de onda 1 se transmite a la guía de onda 2. Este factor se obtiene de maximizar la ecuación 3.10:

$$\kappa_e z = m \frac{\pi}{2} \rightarrow L_c = \frac{\pi}{2\kappa_e} \quad (3.12)$$

A partir de las ecuaciones 3.10 y 3.11 entonces, podemos definir para una dada longitud de acoplamiento L , la matriz de transferencia del sistema T como:

$$\begin{pmatrix} A_1(L) \\ A_2(L) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\kappa L) & j \sin(\kappa L) \\ j \sin(\kappa L) & \cos(\kappa L) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1(0) \\ A_2(0) \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

Considerando que la potencia de salida como $P_m = |A_m|^2$, se puede escribir:

$$P_2(L) = P_0 \cos^2(\kappa L) ; P_4(L) = P_0 \sin^2(\kappa L) \quad (3.14)$$

En comunicaciones es común el uso de la matriz de transferencia, por lo que se define el factor de acoplamiento ρ como el cociente entre la potencia de entrada y la potencia de salida de cada puerto, con esto, se puede reescribir la matriz de transferencia como:

$$T_c = \begin{pmatrix} \sqrt{\rho} & j\sqrt{1-\rho} \\ j\sqrt{1-\rho} & \sqrt{\rho} \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

donde $\rho = P_2(L)/P_0$, Se debe notar que la matriz de transferencia propuesta tiene

determinante unitario, por lo que esta no considera las pérdidas del sistema, además se puede ver que entre los puertos de salida habrá una fase de $\pi/2$ como lo indica el termino j en la contradiagonal de la matriz.

3.2. Ecuaciones de diseño.

Para obtener las ecuaciones de diseño de un acoplador direccional, de la matriz de transferencia de la ecuación 3.15, definimos los coeficientes de transmisión y acoplamiento t y k respectivamente como:

$$t^2 = \frac{P_2}{P_0} = \cos^2(\kappa L) \quad (3.16)$$

$$k^2 = \frac{P_4}{P_0} = \sin^2(\kappa L) \quad (3.17)$$

puede verse que el factor de acoplamiento κ [27] se determina como:

$$\kappa = \frac{\pi \Delta n}{\lambda} \quad (3.18)$$

donde Δn es la diferencia entre los índices de refracción correspondientes a los súper modos simétrico y antisimétrico. De misma manera, se encuentra que la longitud de acoplamiento crítica se obtiene como:

$$L_c = \frac{\lambda}{2\Delta n} \quad (3.19)$$

Con esto, se tiene las dos ecuaciones que permiten definir la longitud del acoplador, pero aún no se definió una relación entre los parámetros de diseño y la distancia entre las guías de onda. Se puede ver que el factor de acoplamiento κ varia de manera exponencial con la separación entre las guías de ondas d [27]:

$$\kappa = B e^{-A d} \quad (3.20)$$

donde las términos A y B dependen de la geometría, la longitud de onda y las propiedades físicas del material. A partir entonces de las ecuaciones 3.18, 3.19 y 3.20, se obtiene que:

$$L_c = 10^{A d[nm]+C} [\mu m] \quad (3.21)$$

donde los términos A y C nuevamente dependen de la geometría y propiedades del sistema. En la práctica se presentan estos valores para el caso de guías de onda de SOI[28]:

Con esto, se tiene todo el conjunto de ecuaciones necesarias para el diseño. Fijando uno

Tipo de Guía de onda	$A[nm^{-1}]$	$B[u.a.]$	$C[u.a.]$
Guía rectangular 500x220 nm	0.0037645	1.2509	0.7994434
Guía <i>rib</i> 500x220 (90 nm)	0.0026084	1.1085	0.657094

Tabla 3.1: Valores de los parámetros A y C para determinar la longitud crítica de acoplamiento.

de los parámetros de diseño es posible obtener las dimensiones iniciales del mismo, está claro que este al no considerar los efectos atenuantes deberá ser corregido y optimizado mediante simulaciones.

3.3. Diseños propuestos.

En esta sección se detallan los diseños realizados en este trabajo, la mayoría de éstos se realizaron para ser implementados en SOI. Se presenta además el diseño de un acoplador de 3 dB diseñado para tecnología PLC.

3.3.1. Diseño en PLC.

Para este diseño se considera guías de onda con el estándar comercial de fabricación utilizados en los laboratorios *NOKIA* (ex *Alcatel Lucent*), el mismo es una guía de onda de GeSG-C crecida sobre una capa de SiO₂, y una capa de cobertura de BPSG. La estructura utilizada para diseño es la de una guía de onda cuadrada de dimensión de 2,5 μm . En la figura 3.3 se muestra un esquema de la guía de onda utilizada. En la tabla 3.1 se muestran las características principales de esta configuración.

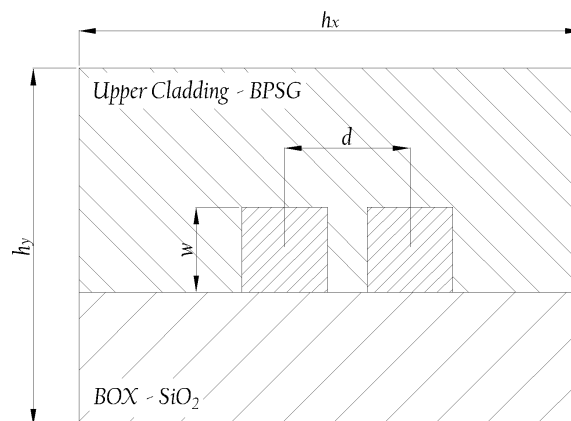


Figura 3.3: Sección transversal de la zona de acoplamiento del acoplador diseñado. Los valores de las dimensiones se encuentran en la tabla 3.2

Utilizando el software *Lumerical MODE*, se obtienen que las diferencias de índice

Parámetro	Valor
Ancho (w) [μm]	2.5
Separación entre guías (d) [μm]	5
Dominio sim. ($h_x \times h_y$) [μm]	10x10
n_{core} [RIU]	1.487
n_{clad} [RIU]	1.458
Frec. Normalizada V	2.9616
$n_{eff}(TE_0)$	1.466313
$n_{eff}(TM_0)$	1.466324

Tabla 3.2: Características del material y de las simulaciones realizadas.

de refracción para los modos fundamentales TE y TM serán:

$$\Delta n_{TE} = 1,653 \cdot 10^{-3} \quad (3.22)$$

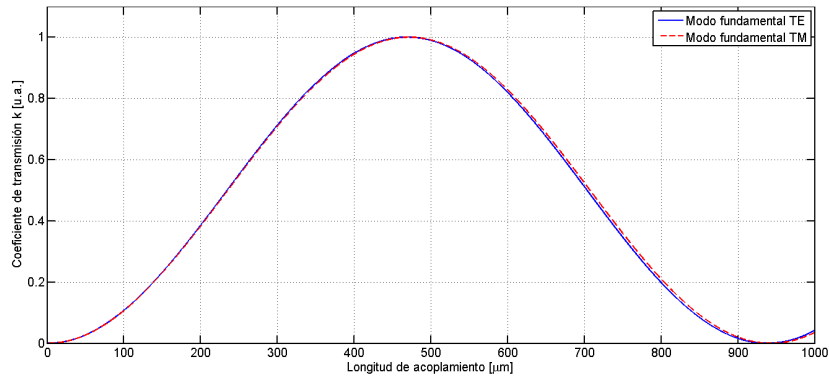
$$\Delta n_{TM} = 1,644 \cdot 10^{-3} \quad (3.23)$$

A partir de esto, utilizando la ecuación 3.19 se obtienen las longitudes de acoplamiento crítico para ambos modos:

$$L_C(TE) = 468,84[\mu m] \quad (3.24)$$

$$L_C(TM) = 471,41[\mu m] \quad (3.25)$$

En la figura 3.4 se muestran las curvas de transferencia de potencia para este caso. Dado que los valores de distancia de acoplamiento crítico son muy cercanos entre sí, ambas funciones de transferencia se encuentran casi superpuestas, por lo que a efectos del diseño se considera $470 \mu m$ como longitud crítica para ambos modos.

**Figura 3.4:** Potencia transferida al puerto cruzado en función de la longitud para el acoplador diseñado en PLC.

Como se desea obtener un acoplador 3 dB, se busca la longitud que cumpla con la condición:

$$|t|^2 = |k|^2 = 1/2 \quad (3.26)$$

Por esto, considerando como longitud crítica $L_c = 470; \mu m$, se impone como requerimiento de diseño:

$$|P_{cross} - P_{bar}|_{dB}^2 \leq -30dB \quad (3.27)$$

Donde P_{cross} y P_{bar} son las potencias en los puertos de salida 2 y 4 respectivamente (ver fig 3.1).

Esta imposición se utiliza para fijar una tolerancia en la fabricación. En la figura 3.5 se muestra el comportamiento de esta diferencia de potencias definida en la ecuación 3.27. Además se marcan las dos longitudes elegidas para el diseño.

Como además de cumplir la condición de 3 dB se desea que las pérdidas por pro-

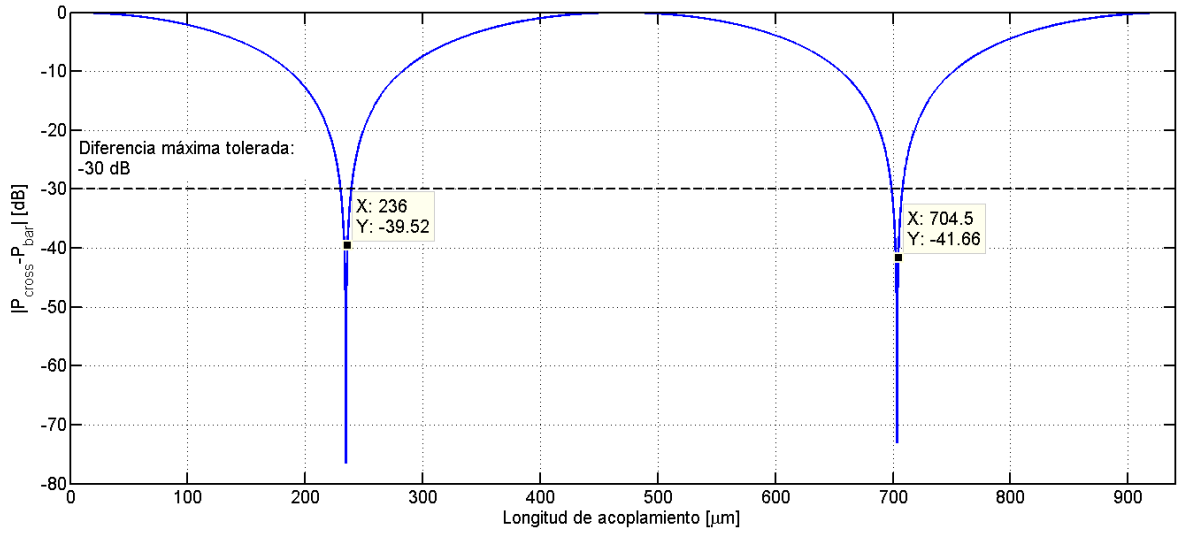


Figura 3.5: Diferencia absoluta de potencias en función de la longitud de acoplamiento para la guía de PLC propuesta. Se marcan en el gráfico los dos longitudes elegidas para conseguir un acoplador de 3 dB.

pagación sean lo menor posible, se elige para el diseño una longitud de acoplamiento $L = 236 \mu m$.

Finalmente, para la separación de las guías de onda se implementan curvaturas circulares con un radio de $1200 \mu m$, barriendo un ángulo de 15° como se muestra en la figura 3.6. Mediante simulaciones se determina que las pérdidas debidas a estas curvaturas son de $0,11dB$. Se consideró para esto que las pérdidas por curvatura decaen exponencialmente con el radio de curvatura de la guía. El valor obtenido mediante simulación es congruente con el estándar de diseño en PLC (r_{bend} típico de $1250 \mu m$ con pérdida $0,05dB$ por cada curvatura).

Si además se considera un valor real de atenuación para este tipo de guías de onda[29], se obtiene que las pérdidas totales de inserción en el sistema serán:

$$\begin{aligned} IL[dB] &= 0,11[dB] + 0,78[dB/cm] \times (236 + 628,31)[\mu m] \\ IL[dB] &= 0,11[dB] + 7 \cdot 10^{-4}[dB] \end{aligned} \quad (3.28)$$

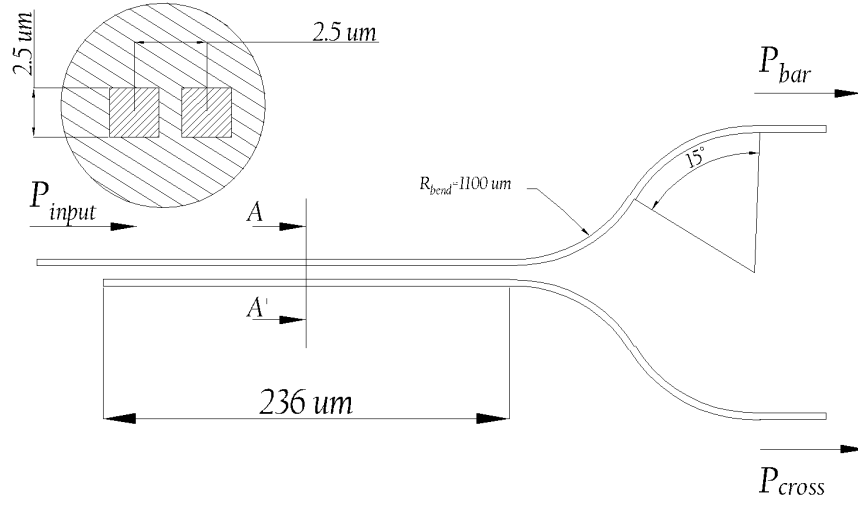


Figura 3.6: Esquema final del acoplador diseñado en PLC.

Puede verse entonces que las pérdidas del dispositivo estarán dadas principalmente por las pérdidas de curvatura. Es importante notar que en este modelo no se consideran las pérdidas por absorción o imperfecciones del material.

3.3.2. Diseño en SOI.

En este trabajo se utilizan varios acopladores direccionales en dispositivos más complejos como los ORR y MZI. Por esto se presenta el diseño de 3 tipos de acopladores:

1. Acoplador 90/10 para anillos ópticos.
2. Acoplador 50/50 para los interferómetros MZ.
3. Acoplador variable térmicamente 90/10 - 50/50.

Se muestra en la figura 3.7 la geometría utilizada para el diseño.

Acoplador 90/10.

Para determinar la longitud crítica de esta configuración (figura 3.7), se utiliza el resultado experimental de la ecuación 3.21 dado que la geometría utilizada para el diseño es la misma que en [28]. A partir de esto se obtiene:

$$L_c = 37,5[\mu m] \quad (3.29)$$

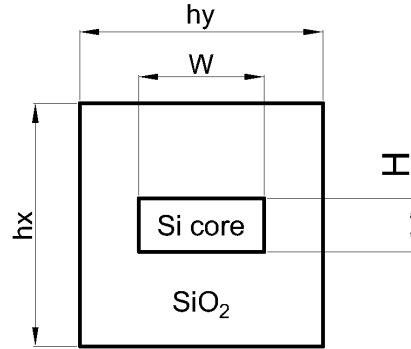


Figura 3.7: Geometría utilizadas para el diseño en SOI, los valores característicos de esta geometría se encuentran en la tabla 3.3.

Parámetro	Guía rectangular
Ancho (H) [nm]	500
Alto (h) [nm]	220
Separación entre guías (d) [nm]	300
$h_x \times h_y$ [μm]	1500x1500
n_{core} [RIU]	3.47
n_{clad} [RIU]	1.44
Frec. Normalizada V	3.1994
$n_{eff}(TE_0)$	1.466313
$n_{eff}(TM_0)$	1.466324

Tabla 3.3: Características del material y de las simulaciones realizadas.

Mediante simulaciones se corrobora ese valor obteniendo $L_{c_{sim}} = 37,9[\mu m]$, por lo cual se considera válido este valor. Se muestra en la figura 3.8, como es la transferencia de potencia en función de la longitud de acoplamiento obtenida para este diseño.

Como se desea diseñar un acoplador en el cual solo el 10 % de la potencia sea transferida

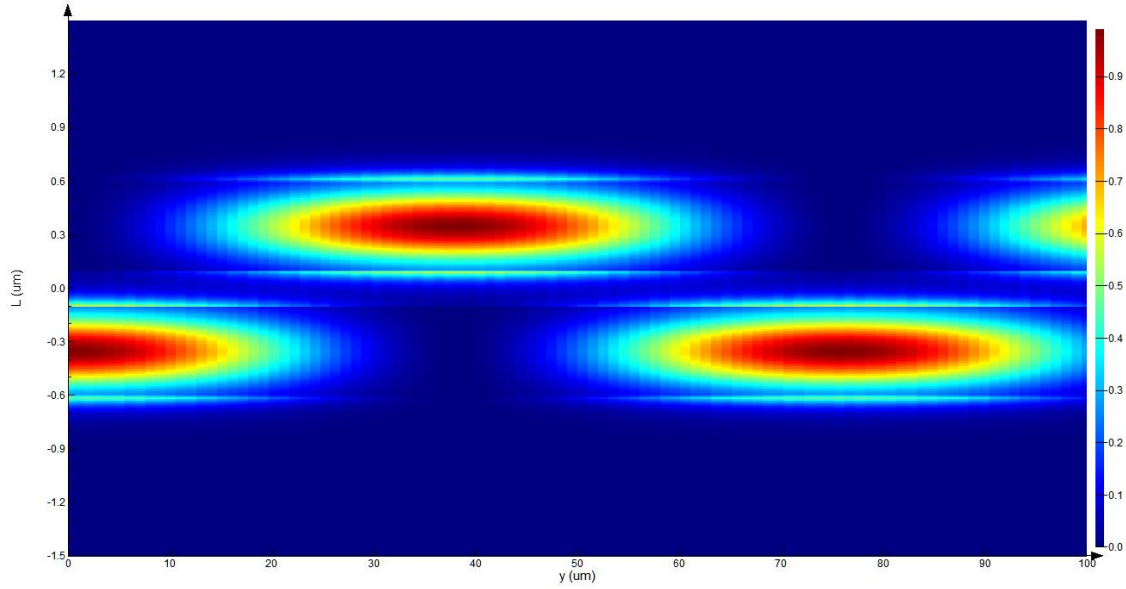


Figura 3.8: Simulación obtenida de la propagación en el acoplador direccional, puede verse en la misma la transferencia de potencia máxima que ocurre como se espera a los $37.9 \mu m$.

al puerto cruzado, se fija como valor de diseño $|k|^2 = 0,1$.

Este dispositivo además es el componente fundamental para el diseño de anillos ópticos, por lo que se tomó como requerimiento de diseño que la longitud de acoplamiento sea la menor posible para minimizar las pérdidas por inserción del dispositivo.

Con estos requerimientos se obtiene que la longitud del acoplador 90/10 deberá ser:

$$L_{90/10} = 7,8[\mu m] \quad (3.30)$$

La curva de potencia transferida en función de la longitud de acoplamiento se muestra en la figura 3.14, en la misma se marcan los puntos elegidos para el diseño de este dispositivo y el acoplador de 3 dB tratado más adelante. Para la entrada/salida del dispositivo se implementan dos guías curvas de arco circular con un radio de curvatura de $5 \mu m$ y un ángulo de arco de 20° .

Con esto, es posible estimar las pérdidas por inserción del dispositivo diseñado como:

$$\begin{aligned} IL[dB] &\simeq 7,65 \cdot 10^{-3}[dB] + 0,07[dB/cm] \cdot 20[\mu m] \\ IL[dB] &\simeq 7,8 \cdot 10^{-3} \end{aligned} \quad (3.31)$$

Se observa que para los acopladores en SOI, las pérdidas estarán principalmente dadas por las curvaturas más que por la atenuación por propagación.

Finalmente en la figura 3.9 se muestra el esquema de layout del acoplador propuesto,

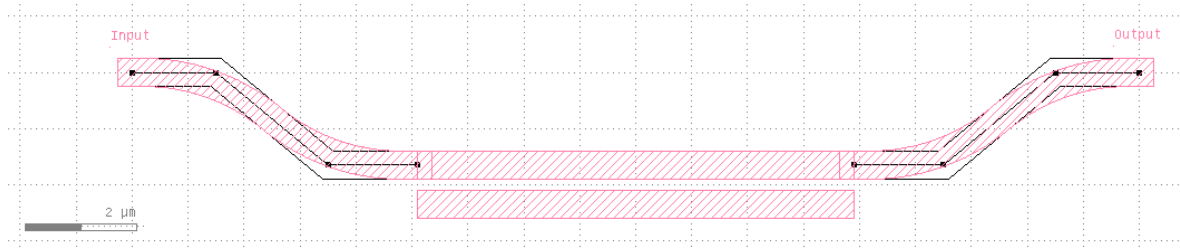


Figura 3.9: Layout del acoplador 90/10 propuesto. Layout realizado con el software *KLayout*.

es importante notar que solo se dibujan la entrada y salida del puerto directo ya que este acoplador calculado se utiliza en el diseño de un anillo resonante.

Acoplador 50/50.

Siguiendo el mismo proceso anterior, para lograr una transferencia de 3 dB con la geometría propuesta, se obtiene que la longitud de acoplamiento deberá ser:

$$L_{c_{3dB}} = 19 \mu m \quad (3.32)$$

Este acoplador de 3 dB se diseña para ser utilizado en una línea de retardo óptica variable como el que se muestra en la figura 3.10. Por lo que el layout del mismo

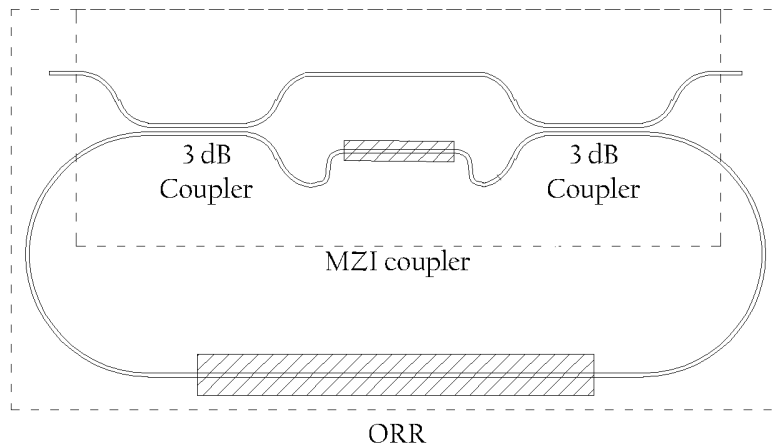


Figura 3.10: Esquema de una línea de retardo variable óptica.

deberá ser distinto al convencional. Por lo cual se propone el layout como se muestra en la figura 3.11, como puede observarse, se caracteriza por usar curvaturas a 90° con un radio de $5 \mu m$ introduciendo una pérdida por curvatura de $7,65 \cdot 10^{-3} dB$ en cada codo a 90° , finalmente las salidas tanto puerto cruzado como puerto directo se utilizan curvaturas como las diseñadas en el acoplador 90/10. Obteniéndose entonces para el acoplador 3 dB una pérdida por inserción estimada de $IL \simeq 0,025 dB$.

Finalmente, en la figura 3.12 se muestra la transferencia de potencia en función de la

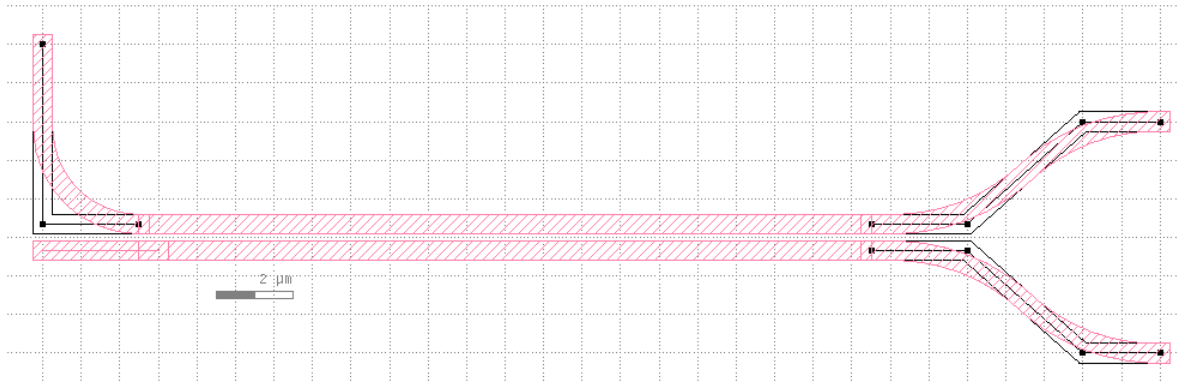


Figura 3.11: Layout propuesto para el acoplador de 3 dB diseñado.

longitud de acople para esta geometría elegida, señalando en la gráfica los puntos de trabajos deseados para los acopladores propuestos.

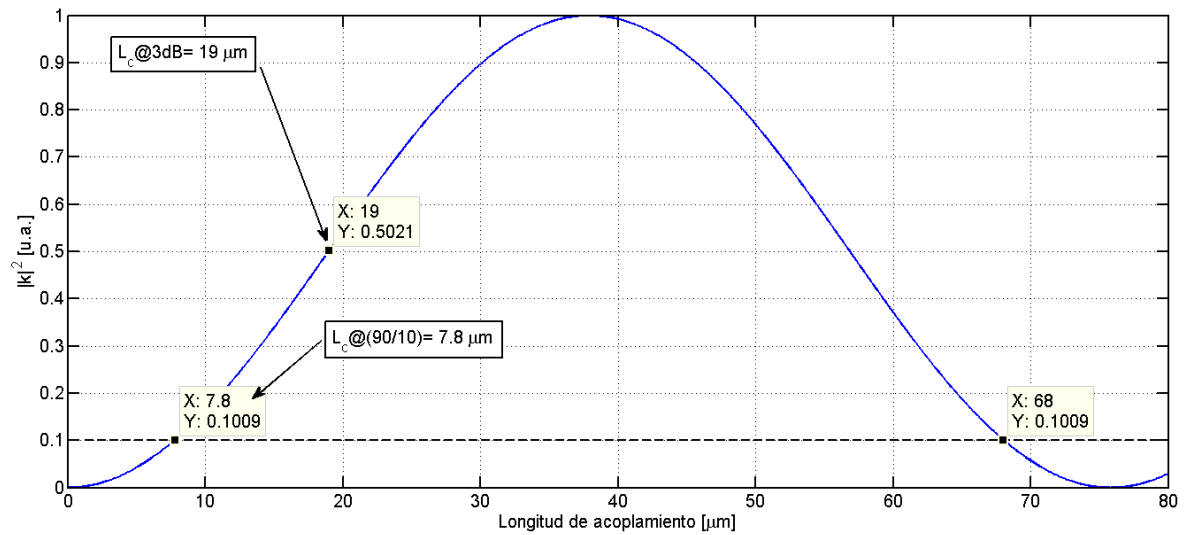


Figura 3.12: Transferencia al puerto cruzado en función de la longitud de acoplamiento. Se señalan en el gráfico las condiciones deseadas de funcionamiento para el acoplador de 3 dB como el acoplador 90/10.

Acoplador variable.

Para el análisis del acoplador variable se utilizó el modelo de expansión térmica de primer orden, despreciando los efectos de variación de longitud de onda en función de la temperatura. Este modelo se puede describir como:

$$n(T) = n(T_0) + \frac{dn}{dT} \Delta T \quad (3.33)$$

Se conoce de bibliografía estos factores para los materiales Si ($dn/dT = 1,86 \cdot 10^{-4}$) y SiO₂ ($dn/dT = 12,9 \cdot 10^{-6}$). Pero se debe determinar para el diseño, como es el cambio del índice efectivo del sistema. Para esto se realizó una simulación con el software *Lumerical Mode solutions*, para determinar los valores de índice efectivo con

el cambio de la temperatura, realizando un barrido entre 290 K y 400 K. Estos son valores típicos para con calentadores de laminas delgadas de Au o Ag.

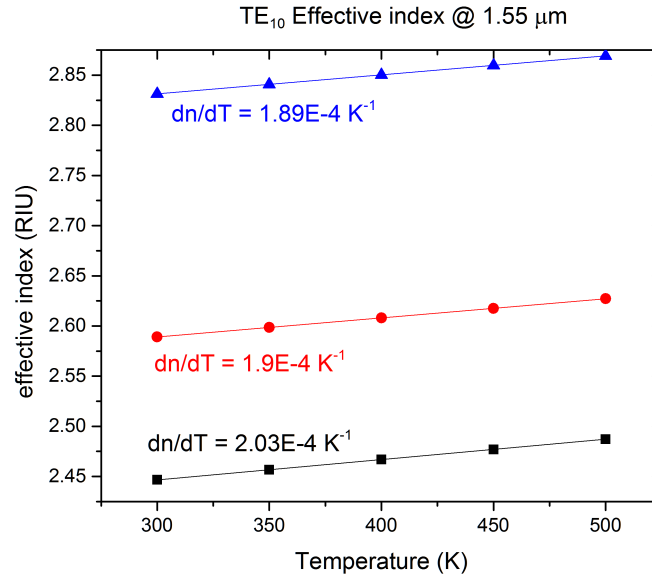


Figura 3.13: Índice efectivo en función de la temperatura para distintas geometrías de guías de onda a $1.55 \mu\text{m}$. guía rectangular $500 \times 220 \text{ nm}$ (línea negra), guía tipo *rib* $500 \times 220 \text{ nm}$ con tira de 90 nm (línea roja) y guía multimodal $2.5 \times 22 \mu\text{m}$ (línea azul).

Se debe aclarar que en para este dispositivo se considera una distancia entre guías de onda mayor ($d=500 \text{ nm}$), los resultados de esta simulación se muestran en la figura 3.13. De la misma puede observarse que la tasa de cambio del índice efectivo respecto a la temperatura obtenida es $dn/dT = 2,03 \cdot 10^{-4} (1/K)$. A partir de esto, se obtuvo que el cambio que presentará la diferencia de índices Δn utilizada en el diseño será $d\Delta n/dT = 1 \cdot 10^{-5}$. Con esto el factor k en función de la temperatura se muestra en la figura 3.14, en esta además se marcan los puntos de trabajo a elegir. Debido a que este dispositivo debe trabajar por efecto termo-óptico, se considera para el diseño tomar una longitud de acoplamiento grande, de manera de poder utilizar un calentador apropiado para el mismo y poder asegurar que el dispositivo funcionará como se esperaba en el diseño. Por esto se decide trabajar en la zona del segundo máximo de transferencia. Puede verse que la ventaja además de este punto, es que si se eleva la temperatura de la zona de acoplamiento a 400 K se obtiene una transferencia de 3 dB para brazo del acoplador como se planteo como requerimiento. Por esto se elige como longitud de acoplamiento para dispositivo $L = 1985 \mu\text{m}$. En la figura 3.15 se muestra como cambia el factor de acoplamiento en función de la temperatura aplicada al sistema. Para este dispositivo se obtiene un estimado de pérdidas por inserción de $0,14 \text{ dB}$, siendo claramente predominante en este caso las pérdidas de atenuación por propagación.

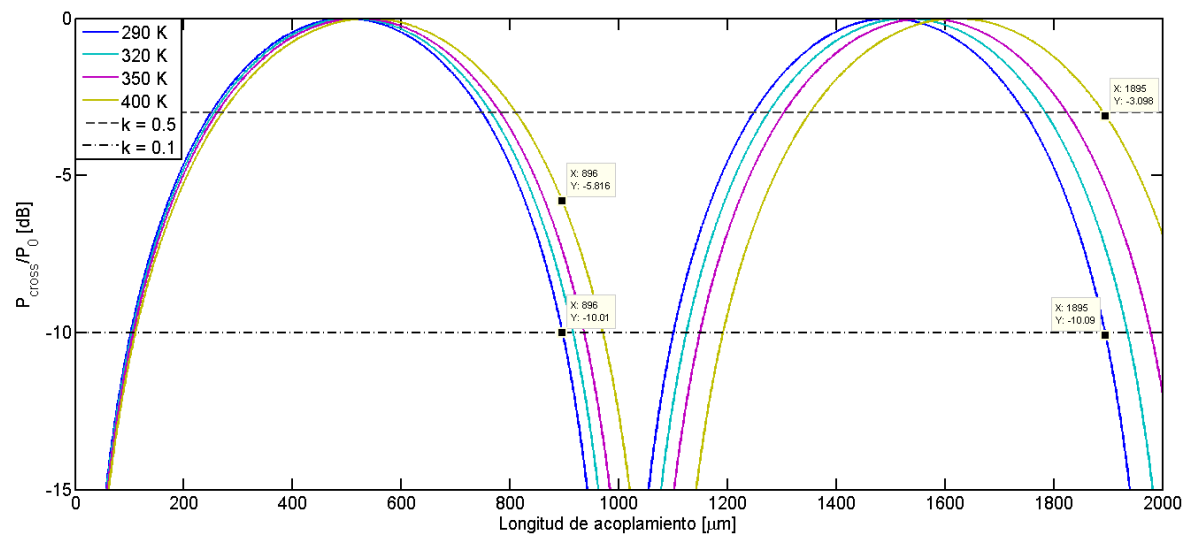


Figura 3.14: Transferencia al puerto cruzado en función de la longitud de acoplamiento a distintos valores de temperatura.

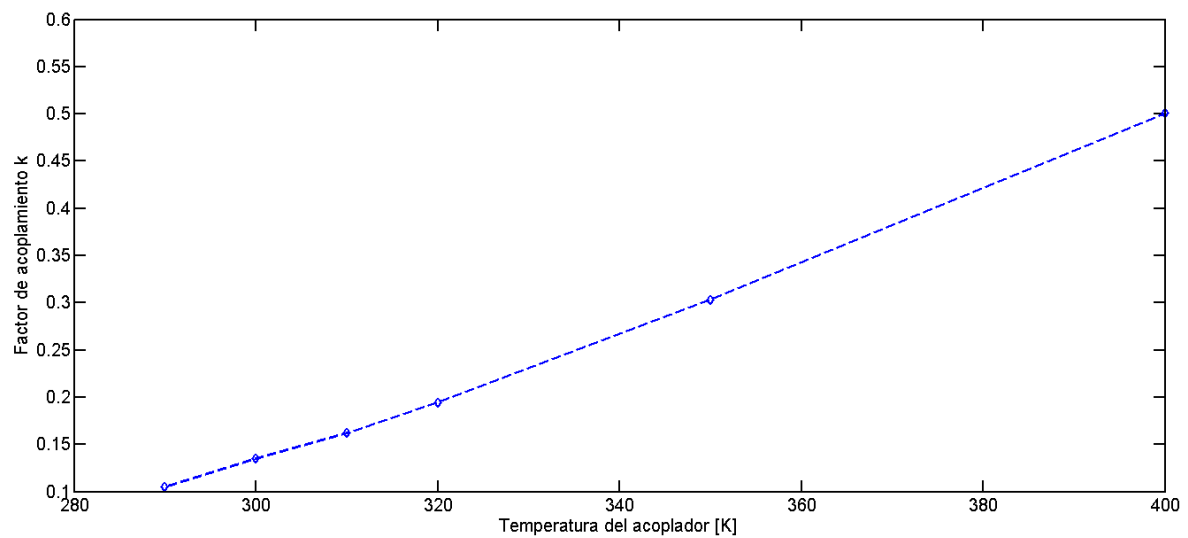


Figura 3.15: Variación del factor de acoplamiento con la temperatura para la longitud de acoplamiento calculada $L=1985 \mu m$.

Capítulo 4

Resonadores ópticos en anillo.

“¿Filtro óptico? ¿Qué hace? ¿Te filtra la luz mala?”

— Eduardo Tapia, 2016

Uno de los grandes desafíos de las comunicaciones ópticas es sintetizar componentes que puedan reemplazar a su par electrónico para poder así aumentar el ancho de banda del *front-end* óptico. Uno de estos desafíos yace en la necesidad de construir filtros y líneas de retardo sumamente precisas. Es sabido además que en el dominio óptico es posible obtener factores de calidad elevados ($\sim 10^4$), es por esto que uno de los dispositivos más estudiados en el campo de los PIC's son los resonadores ópticos en anillo (*ORR*). Estos dispositivos pueden cumplir funciones como filtros ópticos tipo *notch* debido a su elevada selectividad en frecuencia (*APF*). Aprovechando esta selectividad y mediante modificaciones sencillas en la geometría, es posible diseñar dispositivos que permiten extraer o sumar canales ópticos, conocidos como filtros *Add-Drop* (*ADF*), estos últimos componentes esenciales en redes WDM. Finalmente, en la actualidad se está implementando estos dispositivos en su configuración APF para obtener líneas de retardo ópticas variables. Esta aplicación es investigada por sus aplicaciones en *RoF*. En este capítulo se analizará el comportamiento de estos dispositivos, sus parámetros principales y como a partir de ciertos requerimientos es posible diseñarlos.

4.1. Concepto Básico.

La estructura más sencilla de un anillo óptico consiste en dos guías de onda, una guía recta y otra cerrada en si misma, estas están lo suficientemente cerca para lograr un efecto de acoplamiento. La geometría mas utilizada es como su nombre lo indica de un anillo circular, existen otras como ejemplo la forma de *racetrack* entre muchas otras. Estas soluciones se aplican para disminuir el tamaño final del dispositivo. Luego, si se

agrega una segunda guía de onda recta acoplada se obtiene la estructura que compone a un *ADF*. En la figura 4.1 se muestran los ejemplos de las configuraciones APF y ADF respectivamente.

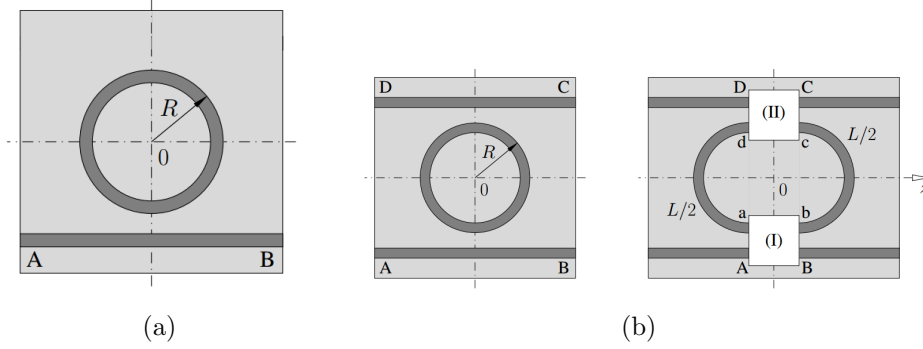


Figura 4.1: Esquema de las distintas estructuras comúnmente usadas para los anillos ópticos. (a) Configuración como APF (b) Configuración ADF.

4.1.1. Modelo Matemático.

El comportamiento de estos dispositivos puede ser descrito completamente si se resuelven las ec. de Maxwell en el dominio, esto en general no es una tarea sencilla y se vuelve sumamente tedioso a la hora de resolver sistemas más complejos. Por eso se utiliza el método de matriz transferencia, mediante éste se puede descomponer el anillo en dos primitivas, un acoplador direccional (como se vio en el capítulo 3) y un tramo de propagación. Este esquema a analizar se muestra en la figura 4.1(a), en la misma se ven los modelos utilizados para analizar la topología como filtro APF 4.2(a) y como filtro ADF 4.2(b).

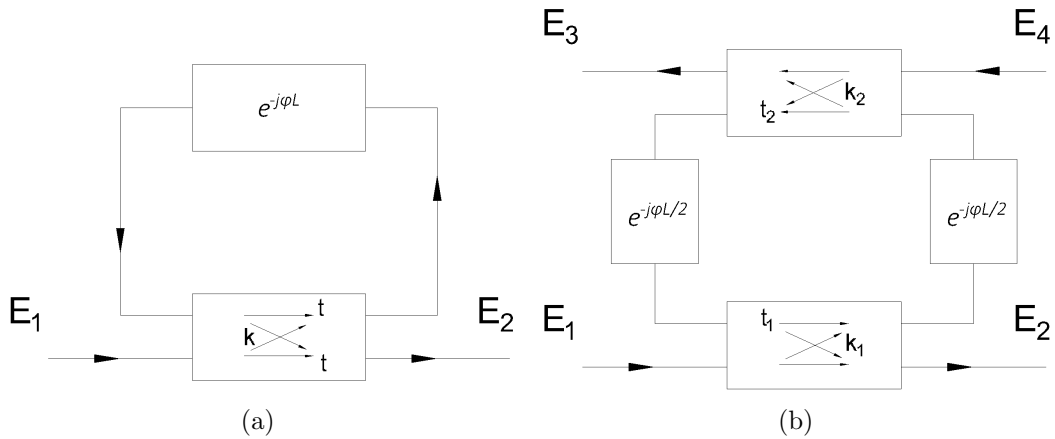


Figura 4.2: Esquema de análisis para las dos estructuras consideradas. (a) APF y (b) ADF.

Función transferencia tramo de propagación.

El tramo de propagación puede considerarse como un sistema 1x1. Considerando E_i y E_o las amplitudes complejas de los campos de entrada y salida, se tiene entonces:

$$E_o = H_r \cdot E_i \quad (4.1)$$

donde H_r representará la función transferencia. Se considera un tramo con una longitud L , un coeficiente de atenuación α y un índice efectivo $n_{eff}(\omega)$, con esto se puede escribir:

$$H_r(\omega) = e^{-j\alpha L} e^{-j\beta(\omega)L} = r \cdot \underbrace{e^{-j\frac{\omega}{c_0} n_{eff}(\omega)L}}_{e^{-j\Phi_{H_r}(\omega)L}} \quad (4.2)$$

donde c_0 es la velocidad de la luz en el vacío, $r \in [0, 1]$ representa las pérdidas de transmisión del sistema, $\Phi_{H_r}(\omega)$ es la repuesta en fase de la función transferencia.

Se considera ahora el caso cuando se varia en la frecuencia del sistema $\Delta\omega$ tal que se produzca un cambio en $\Delta\Phi_{H_r}(\omega)$ de 2π :

$$\Delta\Phi_{H_r} = \Phi_{H_r}(\omega_0 + \Delta\omega) - \Phi_{H_r}(\omega_0) = 2\pi \quad (4.3)$$

En general, en el dominio óptico se cumple que $\Delta\omega \ll \omega_0$. Bajo esta consideración, utilizando una aproximación de Taylor a primer orden para el índice efectivo de refracción:

$$n_{eff}(\omega_0 + \Delta\omega) \simeq n_{eff}(\omega_0) + \left. \frac{dn_{eff}(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega_0} \cdot \Delta\omega \quad (4.4)$$

Utilizando 4.4 en 4.3 y reacomodando se obtiene:

$$\Delta\omega = \frac{2\pi c_0}{(n_{eff}(\omega_0) + \omega_0 \left. \frac{dn_{eff}(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega_0}) L} = \frac{2\pi c_0}{n_g \cdot L} = 2\pi \Delta f_{FSR} = \frac{2\pi}{T} \quad (4.5)$$

donde n_g es el índice de grupo, Δf_{FSR} es el *Free Spectral Range* de H_r en unidades de frecuencia, y T es el retardo de grupo introducido. Siendo el índice de grupo de:

$$n_g = n_{eff}(\omega_0) + \omega_0 \left. \frac{dn_{eff}(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega_0} \quad (4.6)$$

Entonces, retardo de grupo introducido puede obtenerse como:

$$T = \frac{1}{\Delta f_{FSR}} = \frac{n_g L}{c_0} \quad (4.7)$$

Es posible reescribir 4.2 en términos de T , más aún, el término ωT puede ser reemplazado por Ω que representa la frecuencia normalizada a el FSR del sistema. Con esto, $e^{j\omega T}$ se convierte en $e^{j\Omega}$ y $H_r(\Omega)$ es ahora una función 2π -periódica.

Se sabe que $e^{j\Omega}$ puede ser reemplazado por z^{-1} . Entonces, puede verse que un tramo de propagación puede ser representado por un retardo unitario z^{-1} . Por lo que la función transferencia del mismo se puede escribir como [30]:

$$H_r(Z) = r e^{-j\phi} z^{-1} \quad (4.8)$$

Función transferencia anillo óptico.

Consideramos el esquema que se muestra en la figura 4.2(b), este corresponde al caso general en el que tenemos un ADF, este lo podemos ver como dispositivo de 4 puertos. Se analiza primero la transferencia entre la entrada (1) y la salida en la misma guía de onda (2). En esta configuración, sumando todos los caminos ópticos se obtiene:

$$\begin{aligned} E_2(z) &= E_1(z) [t_1 + \kappa_1^2 t_2 H_r(z)(1 + t_1 t_2 H_r(z) + \dots)] \\ &= E_1(z) [t_1 + \kappa_1^2 t_2 \alpha z^{-1} \sum_{k=0}^{\infty} (t_1 t_2 \alpha z^{-1})^k] \end{aligned} \quad (4.9)$$

donde $\alpha = r e^{-j\phi}$, analizando la serie obtenida y reacomodando términos de la ecuación anterior se obtiene:

$$\frac{E_2(z)}{E_1(z)} = \frac{t_1 - t_2 \alpha z^{-1}}{1 - t_1 t_2 \alpha z^{-1}} \quad (4.10)$$

de manera análoga es posible entre los puertos 3 y 4:

$$\frac{E_4(z)}{E_3(z)} = \frac{t_2 - t_1 \alpha z^{-1}}{1 - t_1 t_2 \alpha z^{-1}} \quad (4.11)$$

Finalmente se analiza la transferencia del puerto *drop* (transferencia entre puerto 1 y 4), aquí se puede observar que el camino directo a seguir sería la transmisión por medio anillo, esta se puede ver que se representa como $z^{-\frac{1}{2}}$ [31], con esto sumando todos los posibles caminos se obtiene que:

$$\begin{aligned} E_4(z) &= E_1(z) - \kappa_1 \kappa_2 \sqrt{\alpha z^{-1}} \{1 + t_1 t_2 \alpha z^{-1} + \dots\} \\ &= E_1(z) - \kappa_1 \kappa_2 \sqrt{\alpha z^{-1}} \sum_{k=0}^{\infty} (t_1 t_2 \alpha z^{-1})^k \end{aligned} \quad (4.12)$$

procediendo como antes se obtiene:

$$\frac{E_4(z)}{E_1(z)} = \frac{-\kappa_1 \kappa_2 \sqrt{\alpha z^{-1}}}{1 - t_1 t_2 \alpha z^{-1}} \quad (4.13)$$

Como el sistema a analizar es simétrico, se tiene que la transferencia entre los puertos 3 y 2 será igual a la obtenida en 4.13. De esta manera, es posible escribir la matriz

transferencia de un anillo ADF como:

$$\begin{pmatrix} E_2 \\ E_4 \end{pmatrix} = \underbrace{\frac{1}{1 - t_1 t_2 \alpha z^{-1}} \begin{pmatrix} t_1 - t_2 \alpha z^{-1} & -\kappa_1 \kappa_2 \sqrt{\alpha z^{-1}} \\ -\kappa_1 \kappa_2 \sqrt{\alpha z^{-1}} & t_2 - t_1 \alpha z^{-1} \end{pmatrix}}_{S_{RR}} \cdot \begin{pmatrix} E_1 \\ E_3 \end{pmatrix} \quad (4.14)$$

donde S_{RR} es la matriz de *scattering* del sistema. Existe otra forma de representar la matriz, esta corresponde a considerar distinto los puertos de entrada y salida, para este caso se tiene:

$$\begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix} = \underbrace{\frac{1}{-\kappa_1 \kappa_2 \sqrt{\alpha z^{-1}}} \begin{pmatrix} 1 - t_1 t_2 \alpha z^{-1} & -t_2 + t_1 \alpha z^{-1} \\ t_1 - t_2 \alpha z^{-1} & 1 + \kappa_1 \kappa_2 \alpha z^{-1} \end{pmatrix}}_{\Phi_{RR}} \cdot \begin{pmatrix} E_3 \\ E_4 \end{pmatrix} \quad (4.15)$$

La expresión utilizada en 4.14 se utiliza para mostrar la conservación de la energía y la reciprocidad del sistema [31], mientras que la expresión 4.15, es la matriz de transferencia del sistema, esta se utiliza mayormente para descripción de sistemas multietapas. Se considera ahora el caso particular de un anillo en configuración APF, esto quiere decir considerar $t_2 = 0$. Bajo esta consideración se obtiene que la función de transferencia para este caso será[32]:

$$H_{ORR}(z) = \frac{t - \alpha z^{-1}}{1 - t \alpha z^{-1}} \quad (4.16)$$

Para analizar la respuesta del sistema vamos a considerar nuevamente el cambio de z^{-1} por $e^{-j\Omega}$, de esta manera obtenemos:

$$H(\Omega) = \frac{\sqrt{1-k} - r e^{-j\phi} e^{-j\Omega}}{1 - \sqrt{1-k} r e^{-j\phi} e^{-j\Omega}} \quad (4.17)$$

donde k es el factor de acoplamiento del acoplador y ϕ es una fase arbitraria introducida para el análisis.

4.1.2. Respuesta en Frecuencia.

Partiendo de la ecuación 4.17, se pueden escribir las respuestas en magnitud y fase de un anillo APF:

$$|H(\Omega)| = \sqrt{\frac{1 - k + r^2 - 2r\sqrt{1-k} \cos(\Omega + \phi)}{1 - (1-k)r^2 - 2r\sqrt{1-k} \cos(\Omega + \phi)}} \quad (4.18)$$

siendo la transferencia de potencia en dB:

$$|H(\Omega)|_{dB}^2 = 10 \log_{10} \left[\frac{1 - k + r^2 - 2r\sqrt{1-k} \cos(\Omega + \phi)}{1 - (1-k)r^2 - 2r\sqrt{1-k} \cos(\Omega + \phi)} \right] \quad (4.19)$$

la respuesta en fase asociada al sistema será de la forma:

$$\Psi(\Omega) = \arctan \left[\frac{\frac{r}{\sqrt{1-k}} \sin(\Omega + \phi)}{1 - \frac{r}{\sqrt{1-k}} \cos(\Omega + \phi)} \right] - \arctan \left[\frac{r\sqrt{1-k} \sin(\Omega + \phi)}{1 - r\sqrt{1-k} \cos(\Omega + \phi)} \right] \quad (4.20)$$

a partir de 4.19, para analizar las características del retardo introducido por el anillo, se utiliza el concepto de retardo de grupo, este se define como el negativo del cambio de fase (de la transferencia del sistema) respecto de la variación de frecuencia[32]. Entonces tendremos que:

$$\tau(\Omega) = -\frac{d\Psi(\Omega)}{d\Omega} \quad (4.21)$$

A partir de esto tendremos entonces:

$$\tau(\Omega) = \frac{r\sqrt{1-k} \cos(\Omega + \phi) - r^2\sqrt{1-k}}{1 - 2r\sqrt{1-k} \cos(\Omega + \phi) + r^2\sqrt{1-k}} + \frac{r^2 - r\sqrt{1-k} \cos(\Omega + \phi)}{1 - k - 2r\sqrt{1-k} \cos(\Omega + \phi) + r^2} \quad (4.22)$$

Se debe notar que el retardo obtenido con 4.21 es el retardo normalizado al tiempo de *roundtrip* del anillo, por lo que el retardo de grupo del sistema debe calcularse como:

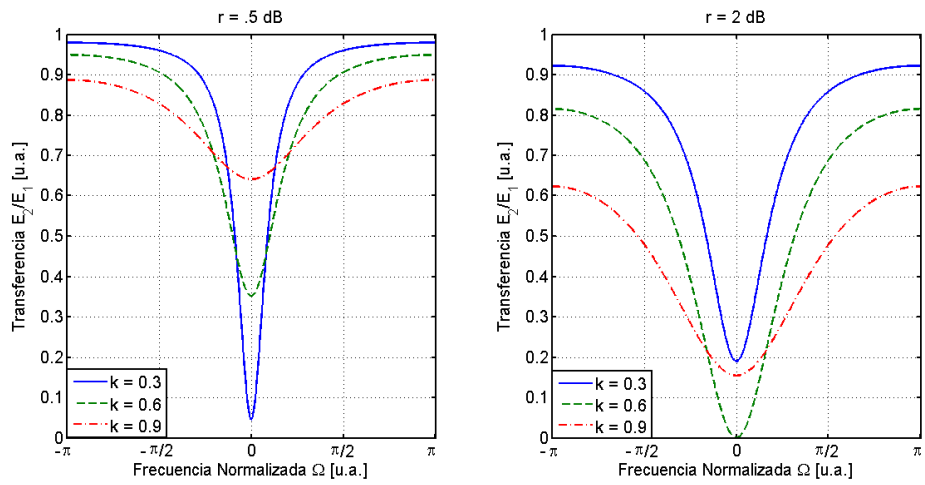
$$\tau_g = \tau T \quad (4.23)$$

en las figuras 4.3 se muestran la transferencia de potencia (4.3(a)), la fase de la función transferencia (4.3(b)) y el retardo de grupo normalizado (4.3(c)) para un anillo de bajas pérdidas por *roundtrip* ($P_l < 1dB$) y un factor de acoplamiento de potencia $k = 0,6$ [30]. Para este caso la fase arbitraria ϕ es un parámetro que se utilizará para describir un corrimiento de la frecuencia central del anillo.

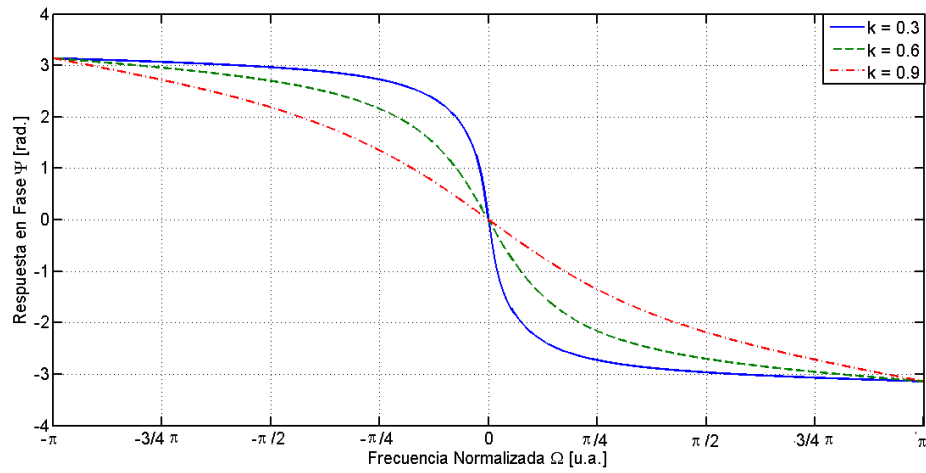
4.1.3. Sistemas múltiples en cascada.

Topologías con múltiples anillos en cascada ofrecen la posibilidad de sintetizar filtros tipo “cajón” para uso en el dominio óptico, lo cual es una propiedad fuertemente favorable para el uso en redes. Sin embargo esta no es la única ventaja, por ejemplo, mediante múltiples ORR APF en paralelo es posible (siempre que las condiciones sean favorables para tal) lograr retardos de grupo elevados, o mejorar el ancho de banda del mismo.

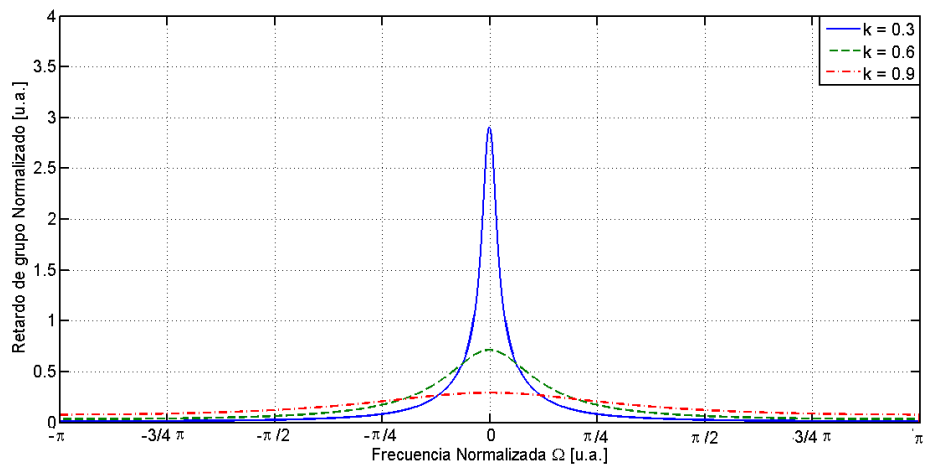
Otro ejemplo de uso práctico es el uso de múltiples ADF en serie, es posible aumentar el factor de calidad de filtrado del puerto *drop*, así mismo utilizando un número par de etapas se logra que la luz que se propaga por el puerto *drop* continúe en la misma dirección que el puerto directo del dispositivo.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.3: Respuesta en frecuencia de un anillo óptico APF. (a) Transferencia de potencia. (b) Respuesta en fase ($r=0.5 \text{ dB}$). (c) respuesta en retardo de grupo ($r=0.5 \text{ dB}$).

En general, se tendrá que la respuesta de un sistema de N etapas será:

$$H(\Omega) = \prod_{i=1}^N H_i(\Omega) = \prod_{i=1}^N |H_i(\Omega)| e^{j \sum_{i=1}^N \Psi_i(\Omega)} \quad (4.24)$$

donde H_i es la transferencia de cada etapa con su correspondiente fase y respuesta en magnitud. De esto se obtiene:

$$|H(\Omega)|_{dB}^2 = \sum_{i=1}^N 10 \log_{10} |H_i(\Omega)|^2 \quad (4.25)$$

$$\Psi(\Omega) = \sum_{i=1}^N \Psi_i(\Omega) \quad (4.26)$$

$$\tau(\Omega) = - \sum_{i=1}^N \frac{d\Psi_i(\Omega)}{d\Omega} = \sum_{i=1}^N \tau_i(\Omega) \quad (4.27)$$

De estas ecuaciones es posible ver que eligiendo apropiadamente los parámetros de cada etapa del sistema es posible generar respuestas arbitrarias según sea conveniente, por ejemplo en la figura 4.4 se muestra un sistema de 3 etapas APF para lograr una respuesta plana en retardo de grupo[30]. En general, dependiendo de la topología a

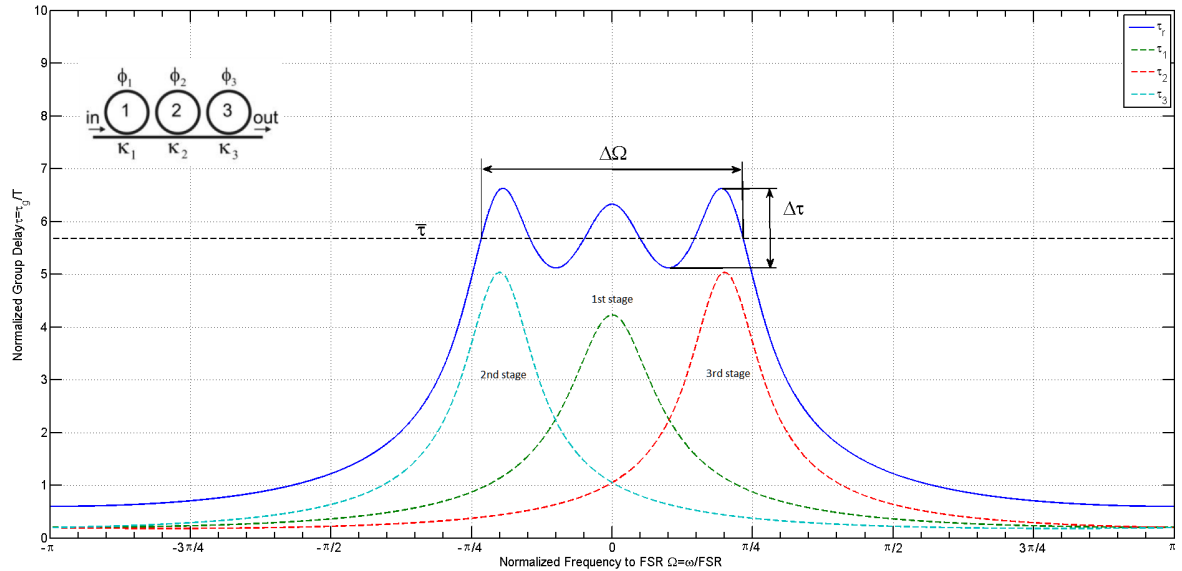


Figura 4.4: Repuesta en retardo de grupo para un ORR APF de 3 etapas (línea solida) y la respuesta de cada etapa por separado (línea de trazo).

utilizar (Serie o paralelo) se podrá utilizar la matriz de transferencia S_{RR} (ecuación 4.14) o Φ_{RR} (ecuación 4.15) para encontrar la matriz transferencia equivalente.

4.2. Parámetros característicos.

A la hora del diseño de un ORR, se debe tener en cuenta una serie de parámetros, éstos en general también se utilizan para caracterización de filtros ópticos.

Frecuencia de resonancia.

Quizás el parámetro más relevante de un ORR es su frecuencia de resonancia. La condición de resonancia se dará cuando la luz incidente y la luz dentro del anillo coincidan en fase, esto quiere decir:

$$\phi_{res} = k_0 n_{eff} L = 2\pi m \quad m \in \mathbf{Z} \quad (4.28)$$

donde L es la longitud recorrida por la luz en el anillo, k_0 es el número de onda del vacío. Con esto se obtiene:

$$\lambda_{res} = \frac{n_{eff} L}{m} \quad (4.29)$$

la ec. 4.28 es correcta si es posible despreciar el efecto del cambio de índice efectivo respecto al cambio de longitud de onda, por esto, si este factor no es despreciable se debe utilizar el índice de grupo definido en 4.4.

Free Spectral Range(FSR).

El índice de periodicidad o FSR es uno de los parámetros más importantes de los anillos, el mismo se obtiene como la diferencia que hay entre dos picos de resonancia del anillo. El mismo puede determinarse mediante la ec. 4.7 o bien si se desea determinar el valor en función de la longitud de onda:

$$FSR_{\lambda} = \Delta\lambda \simeq \frac{\lambda_{res}^2}{n_g L} \quad (4.30)$$

Factor de calidad.

De las expresiones 4.10, 4.13 y 4.18, se pueden determinar los anchos FWHM (ancho de banda a 3 dB). Se obtiene que para un filtro ORR[33]:

$$FWHM_{ORR} = \frac{(1 - tr)\lambda_{res}^2}{\pi n_g L \sqrt{tr}} \quad (4.31)$$

Para el caso de una configuración ADF se obtiene:

$$FWHM_{ADF} = \frac{(1 - t_1 t_2 r)\lambda_{res}^2}{\pi n_g L \sqrt{t_1 t_2 r}} \quad (4.32)$$

A partir de estas ecuaciones es posible definir otro factor importante. Éste es la *finesse* o bien el factor de calidad Q de la cavidad. Estos se definen como[34]:

$$Finesse = \mathcal{F} = \frac{FSR}{FWHM} \quad (4.33)$$

$$Q = \frac{\lambda_{res}}{FWHM} \quad (4.34)$$

Se tiene entonces para un filtro ADF:

$$Q = \frac{\pi n_g L \sqrt{t_1 t_2 r}}{\lambda_{res}(1 - t_1 t_2 r)} \quad (4.35)$$

$$\mathcal{F} = \frac{\pi \sqrt{t_1 t_2 r}}{1 - t_1 t_2 r} \quad (4.36)$$

Para el caso de un filtro APF se debe considerar las ecuaciones 4.35 y 4.36 con $t_2 = 1$.

Factor de *Buildup*.

Otro parámetro importante para la caracterización de estos filtros, es el llamado factor de *buildup* B . Éste representa el crecimiento de la intensidad de campo dentro del anillo debido a las múltiples interferencias constructivas. Se obtiene para un ORR APF:

$$B_{APF} = \left| \frac{e_i}{E_{input}} \right|^2 = \left| \frac{-\alpha \kappa^*}{-\alpha t^* + e^{-j\theta}} \right|^2 \quad (4.37)$$

mientras que para un ADF, tendremos que:

$$B_{ADF} = \left| \frac{E_r}{E_{input}} \right|^2 = \left| \frac{-\kappa_1^*}{1 - t_1^* t_2^* \alpha e^{-j\theta}} \right|^2 \quad (4.38)$$

En condiciones de resonancia se obtiene que:

$$\begin{cases} B_{APF} &= \left| \frac{1-t}{1+t} \right|^2 \\ B_{ADF} &= \left| \frac{-\kappa_1^*}{1-t_1^* t_2^* \alpha} \right|^2 \end{cases} \quad (4.39)$$

Factor de acoplamiento crítico.

Es importante notar que existe un punto en el cual toda la energía que se transmite por la guía de onda es absorbida por el anillo, este es llamado acoplamiento crítico, el mismo se da cuando las pérdidas por *roundtrip* son iguales al modulo de la transferencia del acoplador que compone el ORR ($r = t$).

La relación que hay entre las pérdidas y el factor de acoplamiento cuando el sistema

entra en resonancia puede obtenerse fácilmente de la ecuación 4.25 considerando $\Omega + \phi = 0$:

$$P_L(k)|_{\Omega=0} = -10 \log_{10} \left[\frac{1 - k + r^2 - 2r\sqrt{1-k}}{1 + r^2(1-k) - 2r\sqrt{1-k}} \right] \quad (4.40)$$

Maximizando 4.40 (o bien minimizando la transferencia) se puede obtener que el factor de acoplamiento crítico como:

$$k_c = 1 - r^2 = 1 - 10^{-P_l(dB)/10} \quad (4.41)$$

donde P_l son las pérdidas introducidas por el *roundtrip* en dB.

Retardo de grupo crítico.

Si hacemos un análisis similar con la respuesta en retardo de grupo, partiendo de 4.40 tomando el punto de resonancia obtenemos:

$$\tau_p(k) = \frac{r\sqrt{1-k}}{1 - r\sqrt{1-k}} + \frac{r}{r - \sqrt{1-k}} \quad (4.42)$$

En la ecuación 4.42 se observa que factores de acoplamiento menores al acoplamiento crítico, producen lo que se llama una respuesta anormal en la fase resultando en un retardo de grupo pico negativo[35]. Se debe aclarar que en la práctica no existen los retardos negativos, éste debe interpretarse como que la envolvente de la señal se adelanta respecto a la portadora óptica.

Estos casos se consideran anormales dado que difieren en forma con la vista anteriormente alrededor de la resonancia del sistema.

4.3. Diseños propuestos.

Para el diseño de estos dispositivos, se deberá usar las ecuaciones propuestas de acuerdo a su utilidad. Por ejemplo, si se desea diseñar un APF, las ecuaciones estarán dadas por el factor de calidad necesario (ecuación 4.35), el FSR deseado (ecuación 4.30) y más importante, la frecuencia que se desea filtrar.

En esta sección se detalla el proceso de diseño para 3 tipos de anillos ópticos:

- Un anillo APF para suprimir 1555 nm con un factor Q de 10^3 y FSR de 10 nm.
- Un anillo ADF para canales WDM con un factor Q de 2000.
- línea de retardo variable.

Para estos tres diseños propuestos se utilizó una guía de onda rectangular de dimensiones 500x220 nm. Para esta geometría se obtiene que el índice efectivo será $n_{eff} = 2,5045$ y el índice de grupo asociado $n_g = 4,2922$ para 1550 nm.

4.3.1. APF en SOI.

A partir de los requerimientos, utilizando la ecuación 4.30 se obtiene:

$$L = 55,97 \mu m \quad (4.43)$$

Para este diseño además se utiliza el acoplador 90/10 diseñado en el capítulo 3. El mismo tiene como dimensión característica:

$$L_{dc} = 7,8 \mu m \quad (4.44)$$

Utilizando las características de este en la ecuación 4.35 se obtiene que el factor Q de este anillo diseñado será de ~ 4619 . Al realizar la simulación correspondiente se puede ver que la respuesta del dispositivo es ligeramente distinta a la calculada, con una desviación de la frecuencia de resonancia de 1 nm y una FSR de 12 nm. Estas diferencias se asocian al hecho de truncar los valores calculados, ya que la respuesta de este dispositivo es sensible a pequeños cambios en estos parámetros. Por este motivo se realizó un proceso de optimización tomando como referencia la frecuencia de resonancia buscada (el FSR del dispositivo se vio está asociado a este parámetro). Se obtiene finalmente, los parámetros físicos del dispositivo:

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_{res} = 1555 \\ \Delta\lambda = 10 \text{ nm} \\ Q = 5550 \\ L = 56 \mu m \\ L_{dc} = 7,8 \mu m \\ r_{bend} = 6,43 \mu m \end{array} \right. \quad (4.45)$$

Los resultados obtenidos con estas dimensiones se muestran en la figura 4.5.

La forma elegida para el diseño de este se muestra en la figura 4.6

4.3.2. ADF en SOI.

Para el diseño considerado, se tomaron como requerimientos de diseño el estándar comercial de WDM-16. Este se caracteriza por tener 16 portadoras ópticas a 1550 nm con una separación entre canales de 1.6 nm, los filtros para este deben cumplir un factor de calidad mínimo de 2000 y un factor máximo de 15000 (correspondientes a

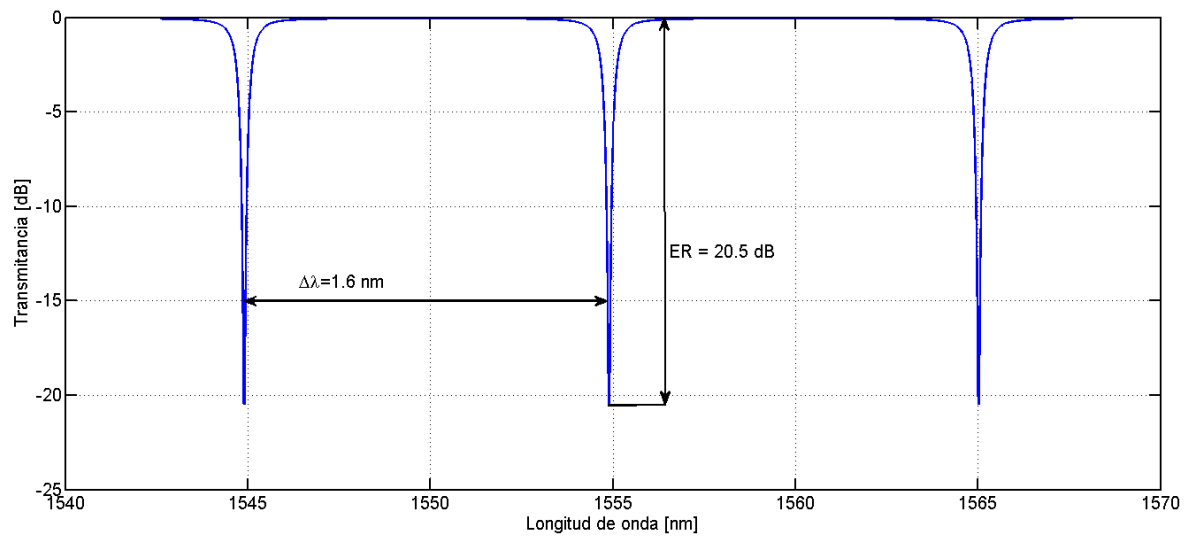


Figura 4.5: Resultados simulación del APF diseñado.

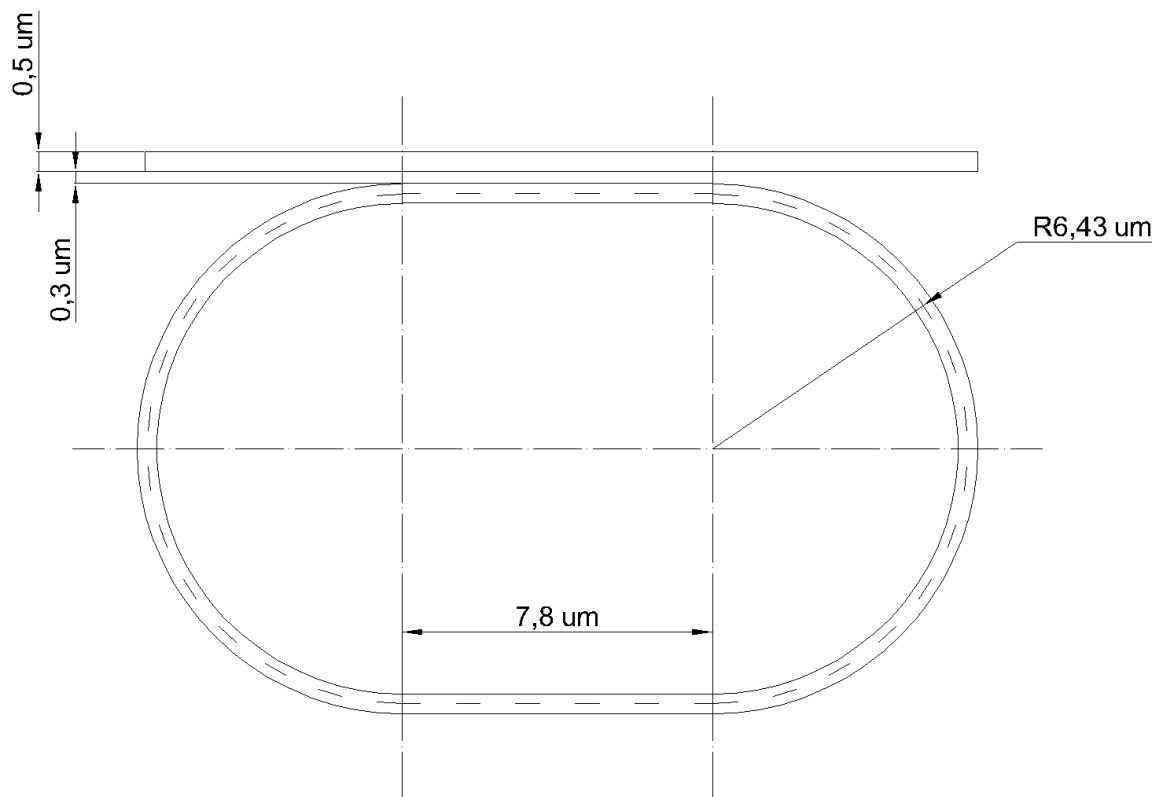


Figura 4.6: Layout de diseño para el anillo APF. Puede verse en la misma la forma de *Racetrack* implementada.

un ancho de banda aproximado de 200 y 15 GHz respectivamente). A partir de estos requerimientos se obtiene:

$$L = 349,83 \mu m \quad (4.46)$$

$$t_1 = t_2 = t = 0,4956 \quad (Q = 2000) \quad (4.47)$$

Al realizar la simulación del dispositivo con estos parámetros se ve que al utilizar un factor de acoplamiento cercano a 0.5 no permite tener un nivel aceptable de señal en el puerto *drop* (figura 4.7). Al realizar una variación de los parámetros de diseño se ve que aparece una relación de compromiso entre la intensidad máxima disponible en el puerto *drop* y el ancho de banda del filtro.

Por este motivo, se reconsidera el diseño adoptando como requerimiento que la Transferencia del puerto *drop* sea 0 dBm en resonancia. Con esto se obtiene que el factor de acoplamiento ideal es $|t|^2 = 0,9$, con este valor se obtiene un factor de calidad de 14415 (correspondiente a un ancho de banda de 0,1 nm).

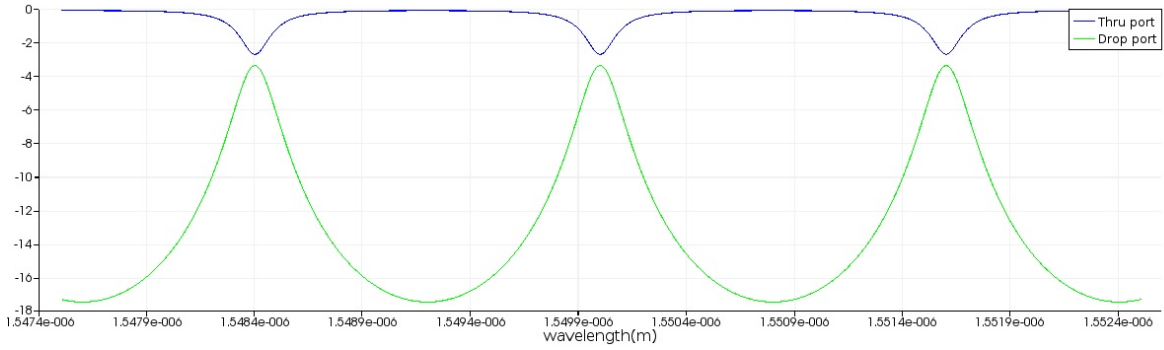


Figura 4.7: Respuesta en frecuencia del ADF diseñado con un factor $Q=2000$. Puede verse que el nivel de potencia en el puerto drop es bajo.

Con esto, a partir de los nuevos resultados se realiza una simulación del comportamiento. Como en el caso anterior se ve que pequeñas desviaciones en los valores debido a truncamiento o redondeo cambian ligeramente la respuesta en frecuencia, por lo que se repite un proceso de optimización. En la figura 4.8 se muestran distintas respuestas en frecuencia para distintos valores de corrección sobre la longitud del filtro ADF.

Finalmente se obtiene que las características físicas de este dispositivo serán:

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_{res} = 1550 \\ \Delta\lambda = 1,6 \text{ nm} \\ Q = 14415 \\ L = 349,66 \mu m \\ L_{dc} = 7,5 \mu m \\ r_{bend} = 55,65 \mu m \end{array} \right. \quad (4.48)$$

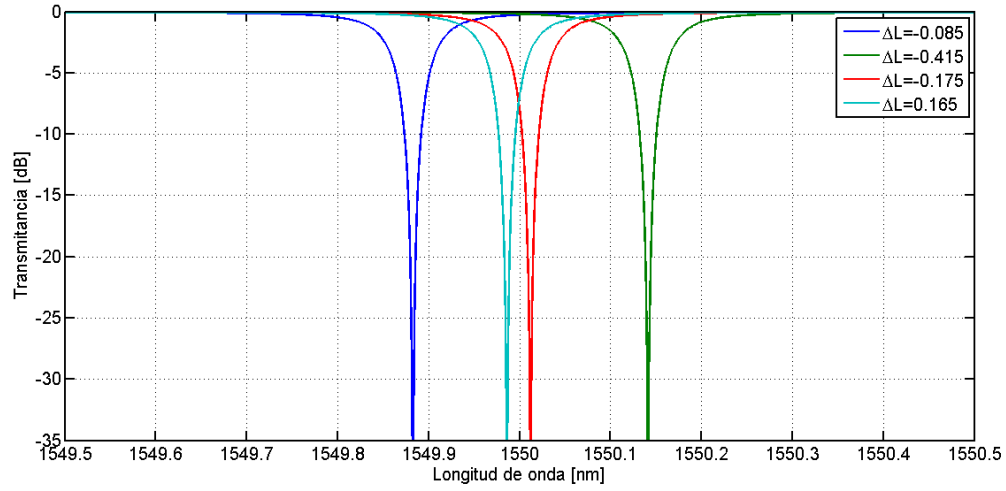


Figura 4.8: Sensibilidad del diseño ADF frente a variaciones de la distancia calculada $\Delta L = L_{calc} - L_{opt}$.

Puede verse que L_{dc} puede despreciarse respecto al radio de curvatura del anillo considerado, por lo que se adopta un anillo circular de radio r_{bend} para este diseño. Finalmente, con esta geometría se obtiene de la simulación los resultados que se muestran en la figura 4.9. En la misma puede verse que el diseño cumple con las condiciones de requerimiento planteadas.

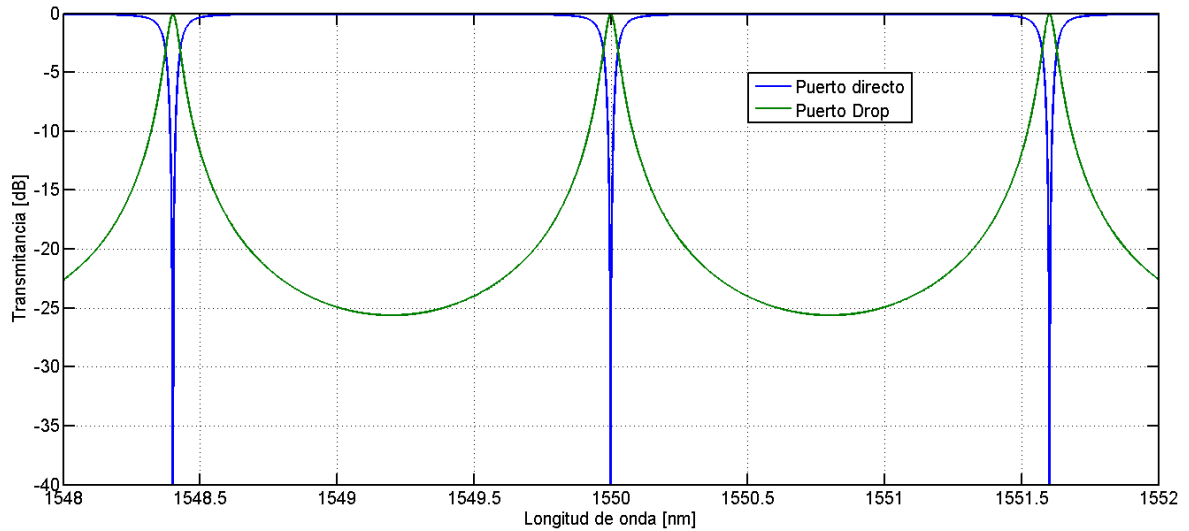


Figura 4.9: Respuesta en frecuencia del ADF diseñado para los puertos directo y *drop*.

Se ve claramente que ante la necesidad de un ancho de banda mayor, deberá implementarse un sistema de mayor orden o cambiar el requerimiento de nivel de potencia aceptable en la señal extraída. Comercialmente se adoptan soluciones de mayor orden para cumplir este requerimiento.

4.3.3. Anillo resonante para línea de retardo variable.

Para el diseño de una línea de retardo variable se considera una estructura como la que se muestra en la figura 4.10. Para esta, se utilizan los acopladores de 3 dB diseñado en el capítulo 3.

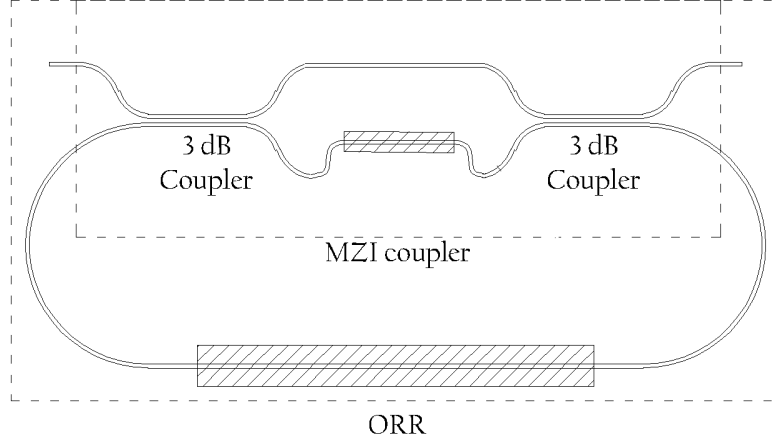


Figura 4.10: Esquema de una línea de retardo variable óptica.

En este caso, el MZI conectado al anillo óptico actúa como un modulador del factor de acoplamiento del anillo diseñado. Se puede ver que en esta configuración el factor de acoplamiento del anillo será:

$$k_{ORR} = \cos^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) \quad (4.49)$$

donde $\Delta\varphi$ es la diferencia de fase introducida por el interferómetro. Esto se verá en detalle en el capítulo 5.

Además este dispositivo cuenta con una modulación de la fase introducida por el anillo para poder sintonizar la resonancia del mismo.

A partir de esto, fijando como requerimiento de diseño un retardo de grupo inicial de 5 ps, se obtiene una longitud de anillo de 312.8 μm . Los acopladores direccionales diseñados en el capítulo 3 tienen como longitud característica 19 μm . Para el interferómetro diseñado, se considera un MZI desbalanceado (brazos distintos) por lo que la diferencia de fase estará dada por:

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_0 + \frac{2\pi}{\lambda_0} \Delta n L_{MZI} \quad (4.50)$$

donde $\Delta\varphi_0$ es la diferencia de fase inicial (sin modulación), L_{MZI} es la longitud del brazo diferente del interferómetro, y Δn la variación del índice de refracción. La diferencia de

fase inicial se considera $\Delta\varphi_0 = \pi/2$. En este caso esta variación será por efecto termo-óptico utilizando el modelo propuesto en el capítulo 3 se obtiene:

$$\Delta\varphi = \frac{\pi}{2} + \frac{2\pi}{\lambda_0} \left(\frac{dn}{dT} \Delta T \right) L_{MZI} \quad (4.51)$$

Considerando una longitud de $100 \mu m$ se obtiene una diferencia de temperaturas de 28 K dará un cambio de fase máximo de $\pi/3$. Se elige además como diferencia de longitudes de brazo $16 \mu m$ para lograr la fase inicial de $\pi/2$ deseada.

A partir de estos valores, utilizando la ecuación 4.42 se obtiene la variación del retardo de grupo introducido por el anillo en función de la temperatura en el brazo interferométrico.

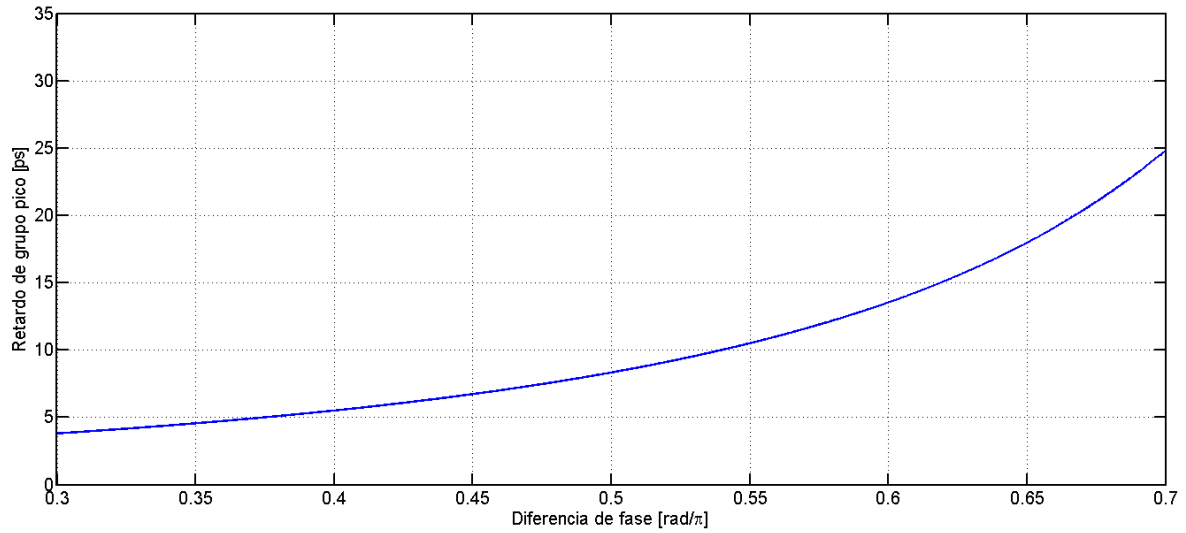


Figura 4.11: Retardo de grupo de la línea de retardo en función de la diferencia de fase puesta en el interferómetro. Puede verse que en el rango de trabajo elegido, la respuesta del anillo sin pérdidas y el anillo con pérdidas se solapan.

En la figura 4.12 se muestran respuestas simuladas para ciertas diferencias de fase introducidas sobre el MZI manteniendo fija la fase en el anillo.

Puede verse en ésta que el cambio de fase introducido produce un corrimiento en la frecuencia de resonancia del anillo, esto se debe a que este esquema de modulación no solo varía el factor de acoplamiento del anillo, sino que también afecta a la fase introducida por el *roundtrip* en el anillo, alterando el FSR como así la resonancia del dispositivo. Por esto, debe notarse que la función a cumplir del modulador de fase en el anillo es compensar este corrimiento en la resonancia, permitiendo tener retardo de grupo máximo en resonancia.

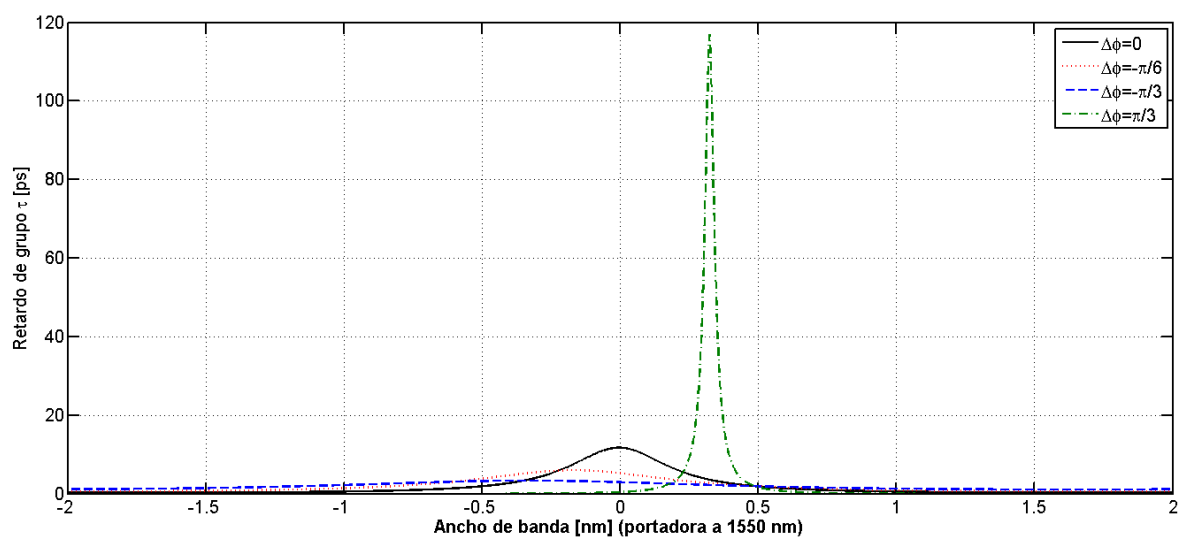


Figura 4.12: Retardo de grupo alrededor de la frecuencia de resonancia para distintas diferencias de fases introducidas en el MZI.

Capítulo 5

Modulador Mach Zehnder

Hasta ahora en este trabajo se mostró que a partir de dispositivos con estructuras y teoría de funcionamiento básicos es posible manipular señales. Sin embargo, quizás una de las propiedades más importantes que se buscan en estos dispositivos es lograr sintetizar filtros que logren los efectos de modulación utilizados en RF. Para lograr este efecto, la mayoría de los dispositivos actuales basan su funcionamiento en principios interferométricos. Uno de estos y quizás el más importante es el interferómetro Mach Zehnder, este consta de una estructura sencilla y es ampliamente utilizado no solo en el campo de las comunicaciones ópticas sino además en la industria y en la investigación debido a que su funcionamiento permite implementar no solo filtros, sino además sensores sumamente sensibles al cambio a un costo relativamente bajo. En el campo de las comunicaciones ópticas, moduladores de fase y amplitud basados en MZI han sido implementados, alcanzando velocidades de modulación $> 40 \text{ Gbps}$, haciendo que este sea una de las mejores opciones en cuanto a modulación externa se trata.

Mientras que en PIC's basados en SOI se investiga actualmente métodos de síntesis de estos dispositivos para alcanzar velocidades de modulación $> 4 \text{ Gbps}$, alcanzando niveles de integración del orden de las decenas de micrones.

En esta sección se detalla el funcionamiento de estos dispositivos, como así también los criterios de diseño. Finalmente se presentan los dispositivos diseñados, algunos de ellos fabricados en los laboratorios MiNDS del instituto Rose Hulman en Estados Unidos.

5.1. Concepto Básico.

Un interferómetro Mach Zehnder en su versión más sencilla consiste en un divisor de caminos ópticos y dos tramos de propagación distintos que luego son combinados a la salida. Un esquema del mismo se muestra en la figura 5.1. En esta figura, los bloques φ_1 y φ_2 representan la fase que tendrá la señal en cada brazo del interferómetro y

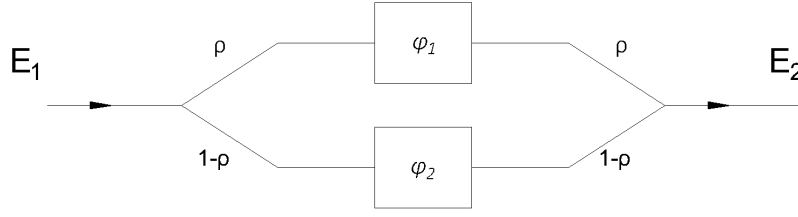


Figura 5.1: Esquema Básico de un interferómetro Mach Zehnder.

ρ es el factor de acoplamiento de cada rama. Dependiendo de los valores que tomen las fases φ_1 y φ_2 se podrá afectar la salida de acuerdo a las necesidades del diseño. En esta sección trataremos dos enfoques del funcionamiento básico del dispositivo, el primero es una descripción matemática del modelo más sencillo mostrado en la figura 5.1, mientras que el segundo se muestra un análisis matricial, en el cual se utilizan conceptos de frecuencia normalizada similar al que se uso en el capítulo anterior.

5.1.1. Análisis matemático.

Para realizar un análisis sencillo se considera un sistema como el que se muestra en la figura 5.1, en el cual se fija en las ramas una pequeña diferencia de longitudes ΔL , con esto, se pueden escribir las fases como:

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= 2\pi \frac{L_1}{\lambda} & \text{o bien} & & \varphi_1 &= 2\pi \frac{\Delta L}{\lambda} \\ \varphi_2 &= 2\pi \frac{L_2}{\lambda} & & & \varphi_2 &= 0 \end{aligned} \quad (5.1)$$

De sumar los caminos ópticos se obtiene que:

$$E_{out} = E_{in}((1 - \alpha)e^{-j\varphi_1} - \alpha) \quad (5.2)$$

Con esto, la potencia a la salida del dispositivo se puede calcular como:

$$P_{out} = \frac{|E_{out}|^2}{2} = \frac{E_{in}^2}{2}((1 - \alpha)^2 + \alpha^2 - 2\alpha(1 - \alpha)\cos(\varphi_1)) \quad (5.3)$$

de esta última ecuación se puede ver que la potencia de salida, varía de forma periódica con la diferencia de fase que se aplique en el interferómetro.

Si bien este análisis permite notar los aspectos principales del principio de funcionamiento del dispositivo, el mismo no tiene en cuenta el efecto de las zonas de acoplamiento utilizadas para la fabricación del dispositivo.

5.1.2. Análisis Matricial.

Se considera ahora el análisis de un MZI como matriz, para esto se descompone el mismo en primitivas. Puede verse en la figura 5.2(a) como un MZI puede separarse en tres partes, un acoplador direccional de entrada, una zona de propagación mediante dos guías y finalmente otro acoplador direccional (en el caso más general distinto al primero), también se muestra en 5.2(b) el esquema a considerar para el análisis matricial.

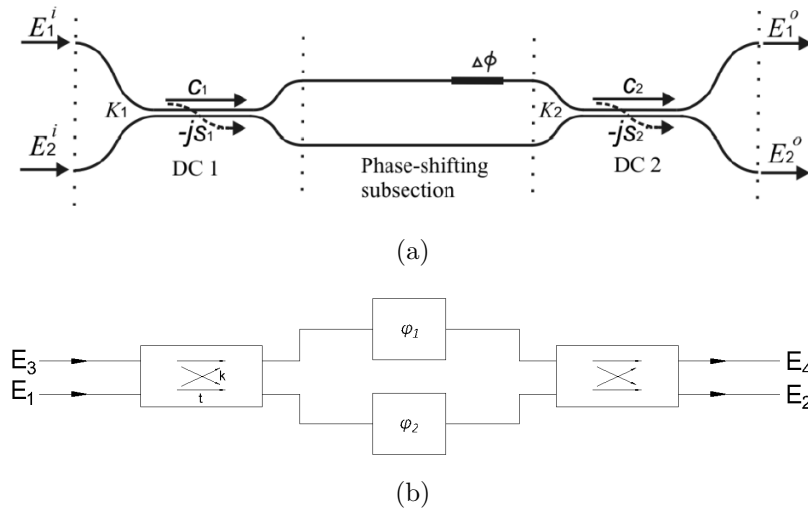


Figura 5.2: Esquema de implementación de un MZI. (a) Implementación, (b) esquema para el cálculo.

Del capítulo 3, se conoce la matriz transferencia correspondiente a un acoplador direccional:

$$H_{dc} = \begin{bmatrix} \sqrt{\rho} & j\sqrt{1-\rho} \\ j\sqrt{1-\rho} & \sqrt{\rho} \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

Con esto, podemos escribir de manera general que la matriz de transferencia de un MZI será:

$$H_{MZI} = H_{dc2} \cdot H_{prop} \cdot H_{dc1} \quad (5.5)$$

donde H_{dc_i} son las matrices correspondientes a los acopladores direccionales de entrada y salida (ecuación 5.4), la matriz de transferencia de la zona de propagación puede escribirse como [36]:

$$H_{prop} = \begin{pmatrix} e^{-\alpha L_1} e^{-j(k_0 n_{eff}(\omega) L_1 + \varphi)} & 0 \\ 0 & e^{-\alpha L_2} e^{-j(k_0 n_{eff}(\omega) L_2)} \end{pmatrix} \quad (5.6)$$

donde k_0 es el número de onda en el vacío, $r_i = e^{-\alpha L_i}$ es la atenuación por propagación del tramo i , y φ una fase arbitraria introducida para el análisis. Se define el retardo

diferencial como la diferencia de retardo introducido por cada rama del interferómetro:

$$T = \frac{(L_2 - L_1)n_{eff}(\omega)}{c} = \frac{\Delta L n_{eff}(\omega)}{c} \quad (5.7)$$

a partir de esta definición, es posible reescribir la ec 5.5 en función de este retardo como:

$$H_{prop} = \gamma \begin{pmatrix} \gamma_{\Delta L} e^{-j(\Omega T + \varphi)} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (5.8)$$

donde $\gamma = e^{-\alpha L_2 - j\beta L_2}$ y $\gamma_{\Delta L} = e^{-\alpha \Delta L}$ son coeficientes que representan las pérdidas en las guías de onda como así el retardo introducido por las mismas.

Se define al igual que en el capítulo 4, el factor de periodicidad o FSR como:

$$FSR_f = \Delta f = \frac{c}{n_g \Delta L} = \frac{1}{T} \quad (5.9)$$

procediendo entonces de igual manera a como se propuso en el capítulo 4, se considera trabajar con frecuencias normalizadas a la FSR del sistema, esto quiere decir considerar:

$$e^{-j\omega T} = e^{-j\Omega} = z^{-1} \quad (5.10)$$

Con esto, reemplazando una vez más en 5.8:

$$H_{prop} = \gamma \begin{pmatrix} \gamma_{\Delta L} z^{-1} e^{-j\varphi} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (5.11)$$

Entonces, reemplazando 5.11 en 5.5 se obtiene:

$$H_{MZI} = \gamma \begin{pmatrix} -k_1 k_2 + t_1 t_2 \gamma_{\Delta L} z^{-1} e^{-j\varphi} & -j(t_1 k_2 + s_1 t_2 \gamma_{\Delta L} z^{-1} e^{-j\varphi}) \\ -k_1 k_2 + t_1 t_2 \gamma_{\Delta L} z^{-1} e^{-j\varphi} & -j(t_1 t_2 + s_1 k_2 \gamma_{\Delta L} z^{-1} e^{-j\varphi}) \end{pmatrix} \quad (5.12)$$

a efectos del análisis, se considera $\Delta L \ll L_2$ con lo q es posible despreciar el término de atenuación introducido por este $\Delta\gamma \simeq 0$, además se desprecia el factor de atenuación del camino común γ ya que este solo agrega un valor constante a la función transferencia y un fase lineal a la respuesta en fase del dispositivo. Sin embargo, estos deben tenerse en cuenta para el diseño.

Si bien en general los acopladores pueden no ser idénticos, para las aplicaciones prácticas en comunicaciones y el campo de los PIC's se utilizan acopladores iguales en entrada y salida. Por esto, se considera para el análisis posterior que los factores $k_1 = k_2 = k_{dc}$. En este caso particular, se tendrá que H_{MZI} será simétrica y tendrá la forma:

$$H_{MZI} = \gamma \begin{pmatrix} -k_{dc}^2 z^{-1} (z - \frac{t^2}{k_{dc}^2}) & -j k_{dc} t z^{-1} (z - (-1)) \\ -j k_{dc} t z^{-1} (z - (-1)) & -t^2 z^{-1} (z - \frac{k_{dc}^2}{t^2}) \end{pmatrix} \quad (5.13)$$

de esta ecuación pueden notarse varios aspectos importantes, primeramente se debe notar que la transferencia del puerto cruzado (H_{21} o H_{12}) tiene siempre transferencia cero en el círculo unitario, mientras que la transferencia del puerto directo tendrán transferencia nula si $t^2 = k^2$. De esto, se desprende que si se utilizan acopladores de 3 dB a la entrada y salida de los tramos de propagación de un MZI para diferencias de fase que cumplan $\Delta\varphi = 2m\pi$ con $m \in \mathbb{Z}$, se tendrá transferencia nula en el mismo. En la figura 5.3 el comportamiento de un MZI en función del cambio de fase $\Delta\varphi$ es posible definiendo un factor de acoplamiento equivalente del interferómetro como[30]:

$$\kappa_{MZI} = |H_{12}|^2 = 4k_{dc}(1 - k_{dc}) \cos^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) \quad (5.14)$$

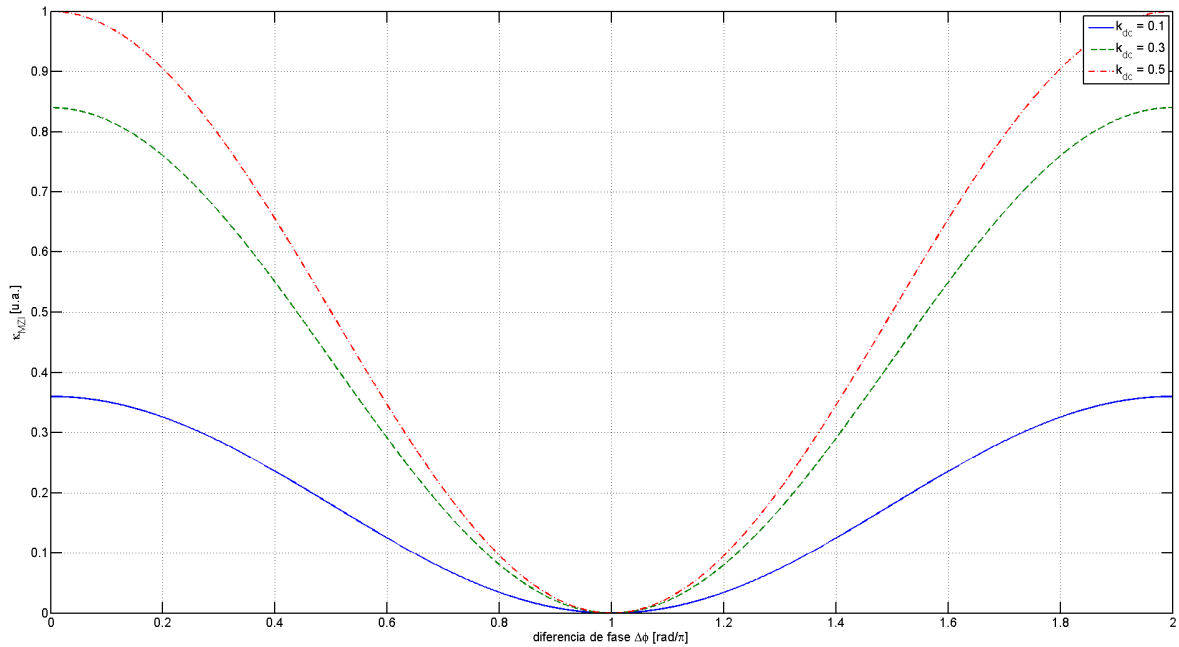


Figura 5.3: Factor de acoplamiento equivalente de un MZI en función de la diferencia de fases.

Es importante notar de la ecuación 5.13 que con esta representación se puede describir el comportamiento con polinomios en z , por lo cual vemos que es posible aplicar teoría de filtros FIR, si bien esto no se aborda en este trabajo, se propone a futuro la síntesis de filtros ópticos con respuestas arbitrarias utilizando esta teoría.

Finalmente, de la ecuación 5.14 se obtiene las respuestas en frecuencia de cada puerto del MZI en función de la frecuencia normalizada a la FSR. Considerando ambos acopladores iguales, se obtiene el módulo y la fase de los puertos cruzados:

$$|H_{11}(\Omega)|^2 = |H_{22}(\Omega)|^2 = k^2 + (1 - k)^2\gamma_{\Delta L} + 2(k^2 - k)\gamma_{\Delta L} \cos \Omega \quad (5.15)$$

$$\Psi_{11}(\Omega) = \arctan\left[\frac{\sin(\Omega)}{k^2 - t^2 \cos(\Omega)}\right]; \quad \Psi_{22}(\Omega) = \arctan\left[\frac{\sin(\Omega)}{t^2 - k^2 \cos(\Omega)}\right] \quad (5.16)$$

De igual manera se obtiene para los puertos directos:

$$|H_{12}(\Omega)|^2 = |H_{21}(\Omega)|^2 = \gamma_{\Delta L} 4(k - k^2) \cos^2\left(\frac{\Omega}{2}\right) + (k - k^2)(1 - \gamma_{\Delta L}) \quad (5.17)$$

$$\Psi_{12}(\Omega) = \Psi_{21}(\Omega) = \arctan\left[\frac{1 + \cos(\Omega)}{\sin(\Omega)}\right] \quad (5.18)$$

Con estas ecuaciones entonces se puede ver el comportamiento en frecuencia de un MZI en función de sus parámetros principales, en la figura 5.4 se muestra este comportamiento en magnitud para dos valores de $\gamma_{\Delta L}$ de 0 y 1 dB, y para un diseño con acopladores de 3 dB.

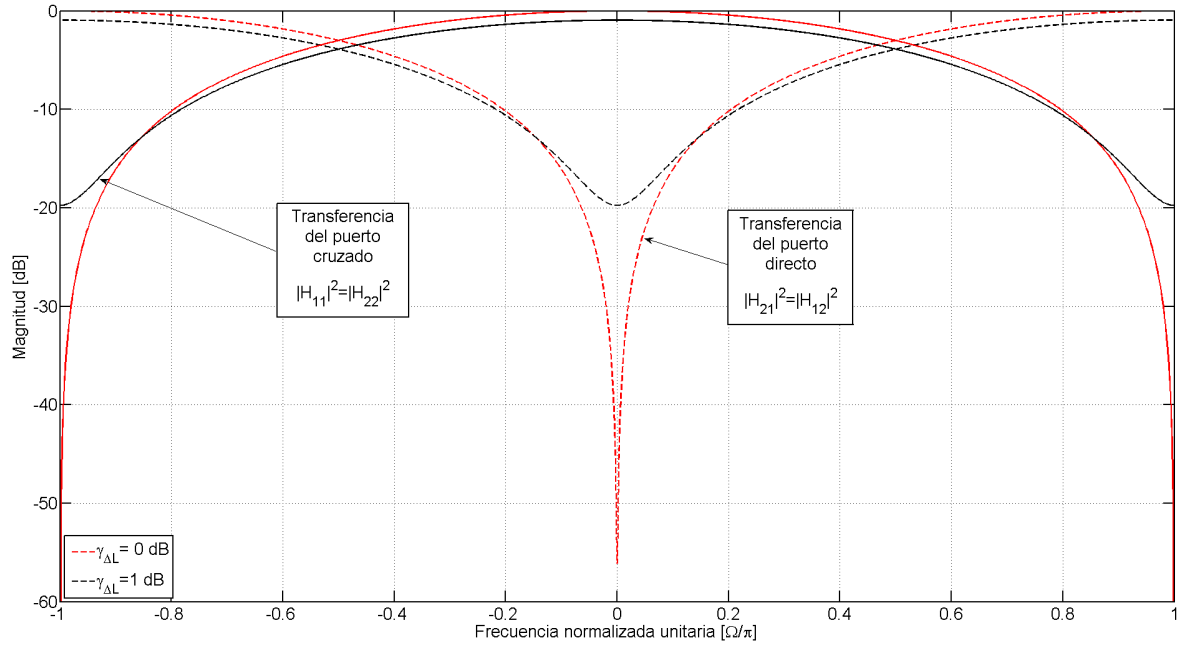


Figura 5.4: Respuesta en magnitud de un MZI para dos valores de $\gamma_{\Delta L}$.

A partir de lo planteado aquí es posible comprender el funcionamiento del interferómetro y desarrollar las ecuaciones de diseño del mismo.

5.2. Ecuaciones de diseño.

Partiendo de las ecuaciones vistas en la sección anterior, tenemos que los dos parámetros más importantes a tener en cuenta para el diseño de un dispositivo basado en MZI's, es la diferencia de fases $\Delta\varphi$ y la FSR del sistema. Estos dos parámetros están ligados entre sí cuando se trata de un MZI.

Por esto, a la hora del diseño se debe fijar como requerimiento uno de estos parámetros. En este trabajo los diseños se hicieron fijando condiciones en la diferencia de fase.

Como se sabe, la diferencia de fase se puede escribir como:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda}(n_2L_2 - n_1L_1) \quad (5.19)$$

donde n_i y L_i son los índices y las longitudes de cada rama del interferómetro, con lo que vemos que es posible variar la función del dispositivo mediante la longitud física de las ramas y el índice de refracción.

Si bien existen estudios al respecto[37, 38], en este trabajo se desprecia el efecto de la expansión térmica o cambios en la geometría debido a diferentes efectos en la guía de onda.

Por esto lo primero es determinar la zona en la que se desea trabajar con el dispositivo, sabiendo que los máximos de transferencia en el puerto directo se dará cuando:

$$H_{12} = 1 \rightarrow \Delta\varphi = m\pi ; m \in \mathbb{N} \quad (5.20)$$

Se considera para el proceso de diseño, primero que el índice efectivo de las dos guías de onda es el mismo, con esto se tiene:

$$\Delta\varphi = m\pi ; m \in \mathbb{N} \rightarrow \Delta L = \frac{\lambda_0}{2n_{eff}} \quad (5.21)$$

Con esto entonces podemos tomar como regla de “diseño rápido”, si se desea un dispositivo con transferencia máxima en el puerto directo, la diferencia entre las longitudes deberá ser múltiplo impar de $\lambda_{wg}/2$, mientras que si se desea diseñar un dispositivo con igual transferencia en ambos puertos (cruzado y directo) $\Delta L = \lambda_{wg}/4$.

Una vez fijada las dimensiones físicas de las ramas, se varía ligeramente las condiciones de propagación en una de las guías de onda. Esto se verá reflejado en las ecuaciones de diseño como un cambio en el índice efectivo de la guía de onda. Esto se puede escribir como:

$$\Delta\varphi(\Delta n) = \frac{2\pi}{\lambda} \left((n_{eff2} + \Delta n)L_2 - n_{eff1}L_1 \right) \quad (5.22)$$

En la figura 5.5, se muestra un ejemplo del cambio de respuesta del dispositivo cuando se varía el índice efectivo del una de las ramas.

Entonces, se deben considerar los distintos mecanismos con los que se puede cambiar el índice de refracción del sistema para poder tomar en cuenta en el diseño. En este trabajo se utilizaron dos modelos que permiten determinar las características de modulación de las ramas de un MZI. Modulación por efecto termo-óptico, y modulación por efecto de cargas o efecto *Franz-Keldysh*.

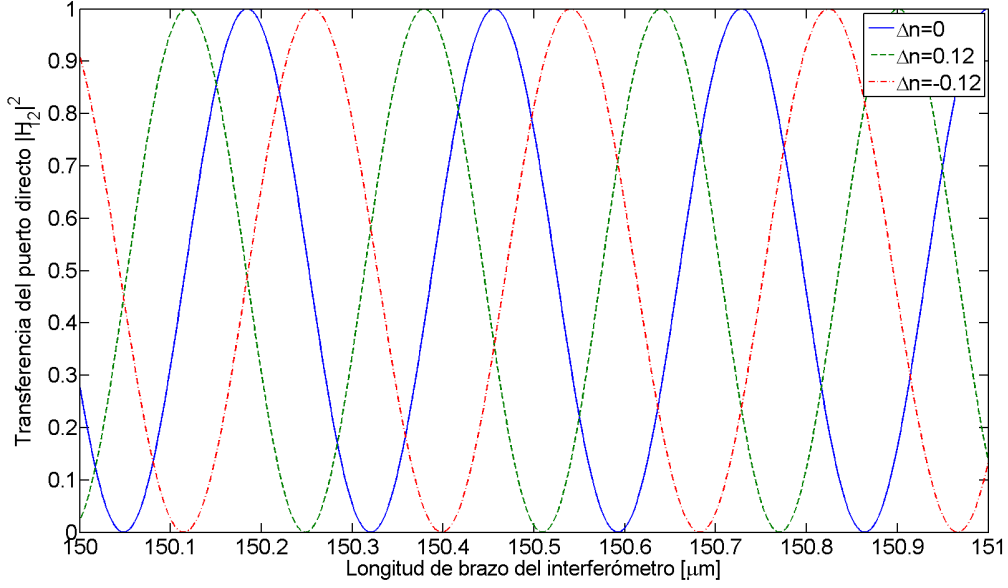


Figura 5.5: Función transferencia para distintos valores de Δn . En este caso el dispositivo Mach Zehnder es un interruptor que se acciona por efecto *Franz-Keldysh*. El mismo tiene una diferencia ΔL tal que se tiene acoplamiento de 3 dB en los puertos de salida. La modulación se realiza en la rama de menor longitud mediante una h tero estructura $P^{++}IN$. [39]

5.2.1. Efecto Termo- ptico.

Como se trató previamente en la sección 3 se tiene que el modelo más sencillo de efecto termo-óptico es:

$$n(T) = n(0) + \frac{dn}{dT}T \quad (5.23)$$

Si bien este modelo es útil para el diseño propuesto en el capítulo 3, este no considera las variaciones del efecto cuando se varia la longitud de onda del sistema. En el caso de un dispositivo más complejo como los que se proponen en la sección 5.3, este efecto no puede despreciarse debido a los cambios que producen en el comportamiento del sistema. Por esto, se propone un modelo más completo, el cual consiste en una descomposición polinomial tanto en temperatura como en longitud de onda:

$$n(\lambda, T) = N_0(T) + N_1(T)\left(\frac{\lambda - \lambda_0}{\sigma_\lambda}\right) + N_2(T)\left(\frac{\lambda - \lambda_0}{\sigma_\lambda}\right)^2 \quad (5.24)$$

Los coeficientes $N_i(T)$ estarán dados por las ecuaciones:

$$\begin{cases} N_0(T) &= n_0 + n_1\left(\frac{T-T_0}{\sigma_T}\right) + n_2\left(\frac{T-T_0}{\sigma_T}\right)^2 \\ N_1(T) &= n_3 + n_4\left(\frac{T-T_0}{\sigma_T}\right) + n_5\left(\frac{T-T_0}{\sigma_T}\right)^2 \\ N_2(T) &= n_6 + n_7\left(\frac{T-T_0}{\sigma_T}\right) + n_8\left(\frac{T-T_0}{\sigma_T}\right)^2 \end{cases} \quad (5.25)$$

En la tabla 5.1 se muestran los valores experimentales obtenidos para este modelo [28].

$\lambda_0 = 1550 \text{ nm}$	$T_0 = 348 \text{ K}$
$\sigma_\lambda = 33,1662 \text{ nm}$	$\sigma_T = 33,1662 \text{ K}$
$n_0 = 2,4057$	$n_1 = 7,5474 \cdot 10^{-3}$
$n_2 = 1,5191 \cdot 10^{-4}$	$n_3 = 4,2152 \cdot 10^{-2}$
$n_4 = -2,2446 \cdot 10^{-5}$	$n_5 = 7,5474492 \cdot 10^{-3}$
$n_6 = -2,2177 \cdot 10^{-4}$	$n_7 = 1,5442 \cdot 10^{-7}$
$n_8 = -6,8852 \cdot 10^{-8}$	

Tabla 5.1: Coeficientes de ajuste para la ecuación 5.24. Valores de referencia tomados de [28].

Reemplazando los valores en 5.24 para la longitud de onda de diseño $\lambda = 1,55 \mu m$ se obtiene:

$$n_{eff}(T)@1,55\mu m = n_{eff0} + n_1\left(\frac{T - T_0}{\sigma_T}\right) + n_2\left(\frac{T - T_0}{\sigma_T}\right)^2 \quad (5.26)$$

Esta ecuación se utilizó a la hora del diseño para determinar los cambios de índice en función de la temperatura.

5.2.2. Efecto de portadores de carga (Franz-Keldysh)

El efecto de portadores de carga es uno de los más importantes en la aplicación en dispositivos en SOI. Esto se debe a que mediante la implementación de estructuras P-N es posible lograr velocidades de modulación considerablemente mayores que con modulación térmica. El principio de este efecto se basa en el movimiento de cargas mediante junturas semiconductoras PN o PIN, este se puede describir como[40]:

$$\Delta n = -\left(\frac{e^2 \lambda^2}{8\pi^2 c^2 \varepsilon_0 n_0}\right) \left[\frac{\Delta N_e}{m_e^*} + \frac{\Delta N_h}{m_h^*} \right] \quad (5.27)$$

Donde λ es la longitud de onda de trabajo, e es la carga del electrón, ε_0 es la permitividad del vacío, c la velocidad de la luz en el vacío, m_i^* es la masa efectiva de electrones y huecos según corresponda, ΔN_h y ΔN_e son las concentraciones de impurezas en la juntura de huecos y electrones respectivamente. Así también se tiene que este efecto también cambiará el índice de dispersión de la forma:

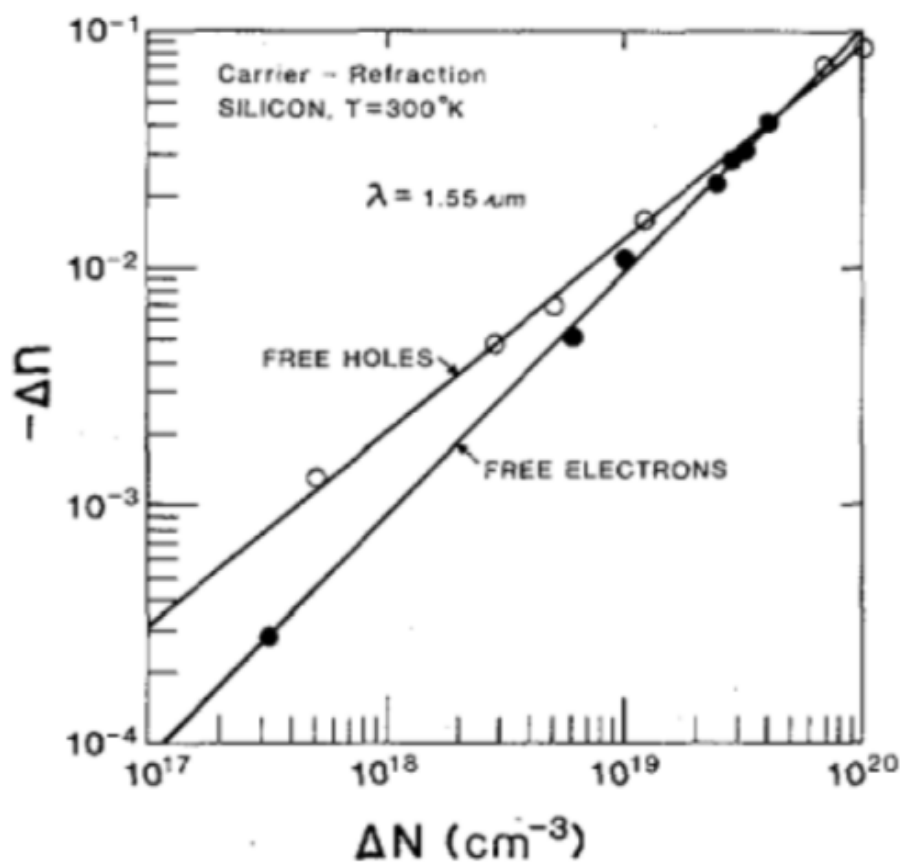
$$\Delta k = \left(\frac{e^2 \lambda^2}{4\pi^2 c^2 \varepsilon_0 n_0}\right) \left[\frac{\Delta N_e}{m_e^* \mu_e} + \frac{\Delta N_h}{m_h^* \mu_h} \right] \quad (5.28)$$

Donde μ_h y μ_e son la movilidad de huecos y electrones respectivamente. En la figura 5.6 se muestra los valores típicos obtenidos experimentalmente para Si a $1.55 \mu m$ [40].

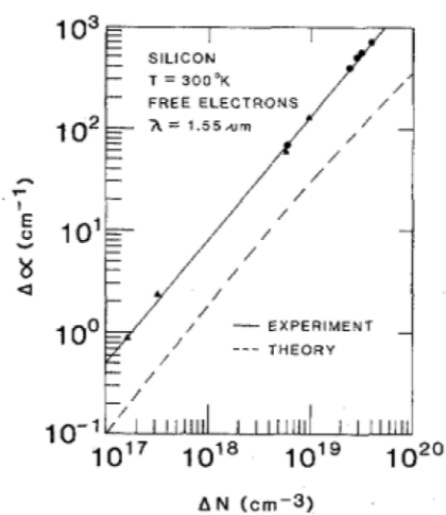
Para el caso de guías de onda de silicio se obtiene experimentalmente que[41]:

$$\Delta n = 6,2 \times 10^{-22} \cdot \Delta N_e + 6 \times 10^{-18} \cdot \Delta N_h^{0,8} \quad (5.29)$$

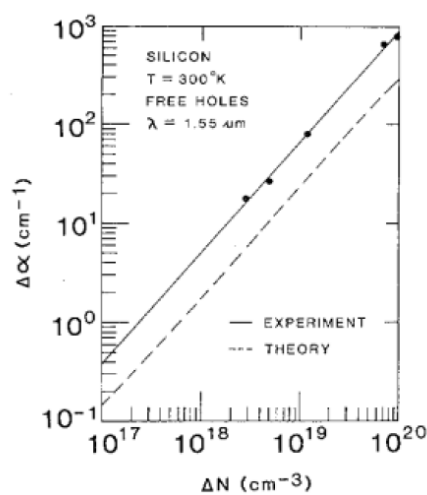
De esto, un valor importante que debe tenerse en cuenta a la hora del diseño es la



(a)



(b)



(c)

Figura 5.6: Valores experimentales obtenidos de variación del índice de refracción del Si en función de la concentración de cargas en las zonas dopadas[40]. Donde (a) es la variación del índice de refracción Δn , (b) y (c) corresponden a las curvas obtenidas para el coeficiente de dispersión Δk

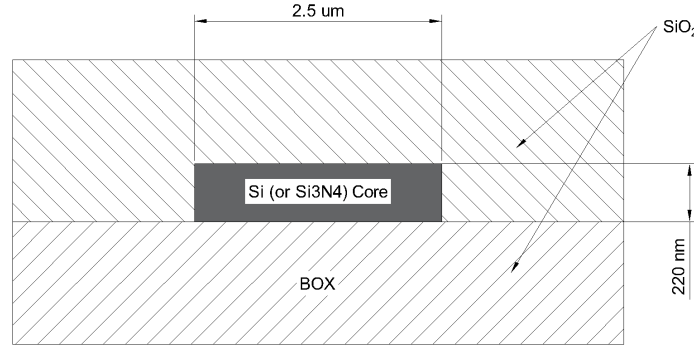


Figura 5.7: Función transferencia del interferómetro para las guías de SOI y guías basadas en Si_3N_4 en función de la diferencia de longitud en las ramas.

corriente que debe aplicarse a la juntura para lograr la variación de índice de refracción deseado. Esta corriente se puede determinar como:

$$J = \frac{\Delta N q d}{t_{eff}} \quad (5.30)$$

donde J es la densidad de corriente en A/cm^2 , ΔN corresponde a la densidad de los portadores dominantes, t_{eff} es el tiempo de vida medio de las cargas (50 ns), q es la carga elemental y d la separación entre las regiones dopadas.

5.3. Diseños propuestos

Se presenta en esta sección dos dispositivos que cumplen la función de interruptores basados en MZI, estos varían su condición de transmisión mediante efecto termo-óptico y efecto *Franz-Keldysh*. Estos interruptores fueron diseñados y fabricados en el instituto Rose Hulman, la fabricación de los mismos se ve en el siguiente capítulo. Finalmente, se propone el diseño de un filtro variable basado en MZI.

5.3.1. Interruptores basados en MZI.

Para el diseño de los interruptores basados en MZI, se utilizó una guía de onda multimodal como la que se muestra en la figura 5.7. Esta tiene como dimensiones $2.5 \times 0.22 \mu m$, estas dimensiones se eligieron de acuerdo a la disponibilidad de fabricación que se tiene en los laboratorios MiNDS en el instituto Rose Hulman, debido a que el proceso de fabricación utiliza litografía óptica, el ancho mínimo de línea debe ser superior a los $2 \mu m$.

Para este diseño se consideran dos guías distintas, una de ellas con núcleo de α -Si y la otra con núcleo de Si_3N_4 . Debido a que el diseño es el mismo para ambos materiales, se consideró el punto en que ambas funciones transferencias cumplan con las

condiciones de diseño impuestas.

Si bien esta geometría permite alojar aproximadamente 12 modos, el diseño adopta solo el modo fundamental. Los datos de estos modos se muestran en la tabla 5.2.

Modo	Núcleo $\alpha - Si$	Núcleo Si_3N_4
TE_0	2,8359	1,9004
TE_1	2,7865	1,8315
TE_2	2,6999	1,7150
TE_3	2,5757	1,5529
TM_0	2,0408	1,5880

Tabla 5.2: Índices efectivos de los primeros 5 modos obtenidos para el diseño de los interruptores basados en MZI.

Como estas estructuras utilizan divisores de potencia Y , se consideran estos como divisores 50/50 sin pérdida. Para validar esta suposición, las junturas Y se diseñaron de manera que el ángulo de apertura de las mismas cumple la condición de ángulos pequeños. Un esquema de las mismas se muestra en la figura 5.8.

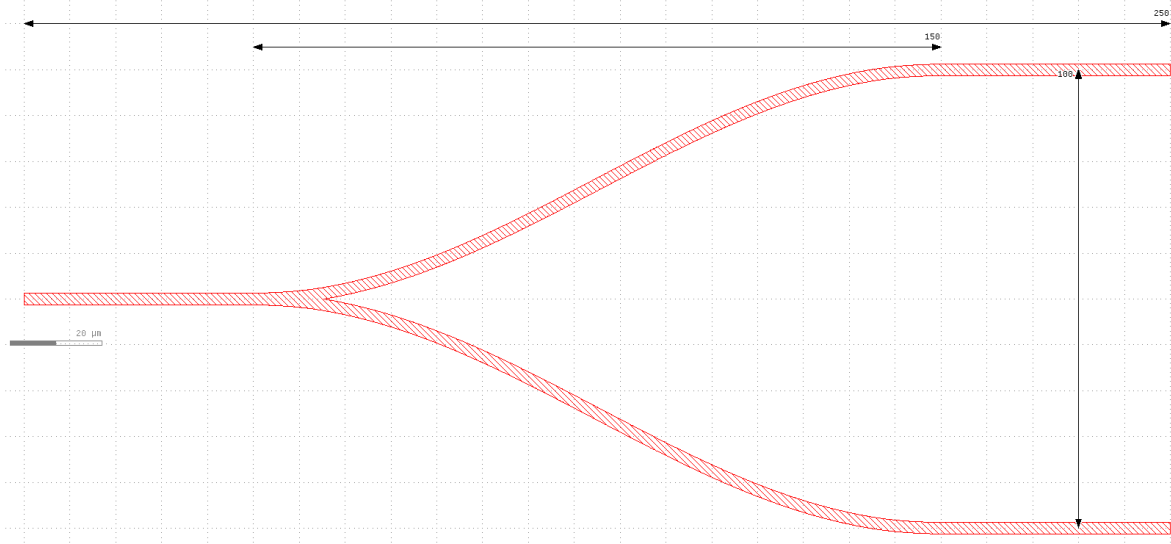


Figura 5.8: Layout del divisor Y utilizado en los interferómetros.

Con esto, se tiene que la función transferencia para estos MZI será:

$$H_{MZI} = \cos^2 \left(\frac{2\pi n_{eff}}{\lambda} \Delta L \right) \quad (5.31)$$

donde n_{eff} será el índice efectivo para los distintos núcleos. A partir de esto, se obtienen funciones de transferencia como las que muestra la figura 5.9.

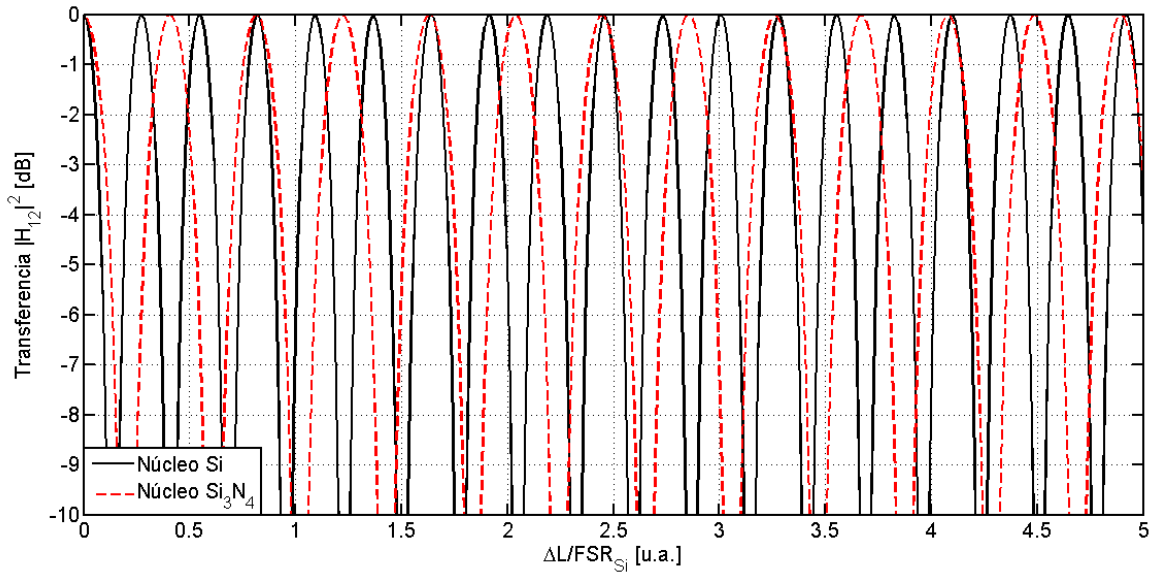


Figura 5.9: Función transferencia del interferómetro para las guías de SOI y guías basadas en Si_3N_4 en función de la diferencia de longitud en las ramas.

Con esto, se proponen 3 diseños de interferómetros mostrados en la figura 5.10, cada uno con $\Delta L=0$ (figura 5.10(a)), $1906 \mu m$ (figura 5.10(b)) y $583 \mu m$ (figura 5.10(c)). Con estos valores de ΔL se obtienen dos interferómetros con $\Delta\varphi = \lambda/4$ que operan como llaves cerradas (NC), y un interferómetro con $\Delta\varphi = \lambda/2$ que opera como llave abierta (NO). Esto quiere decir que sin cambiar ninguna condición en los mismos, estos dejarán pasar luz o no respectivamente.

Para estos interferómetros, se analizó además la posibilidad de variar localmente el índice de refracción mediante efecto térmico o efecto *Franz-Keldysh*.

Interruptor térmico.

Para el diseño del interruptor térmico se considera el modelo propuesto en la sección 5.2.1, el esquema del calentador diseñado se muestra en la figura 5.11.

Aplicando este modelo, se obtiene para el caso general en que ambas ramas varían su temperatura de forma independiente será:

$$\Delta\varphi(T) = \Delta\varphi(T_0) + \Delta n(T) \frac{2\pi L_2}{\lambda} + \Delta n(T) \frac{2\pi L_1}{\lambda} \quad (5.32)$$

Se presentan en las figuras 5.12(a) y 5.12(b) las respuestas esperadas para el caso de tener solo un calentador en la rama de referencia (brazo superior en los 3 diseños), y considerando un calentador en cada brazo que varían de manera simultanea.

Se puede concluir que los calentadores deberán tener un circuito de control adecuado para estabilizar la temperatura, esto excede el alcance de este trabajo por lo que no

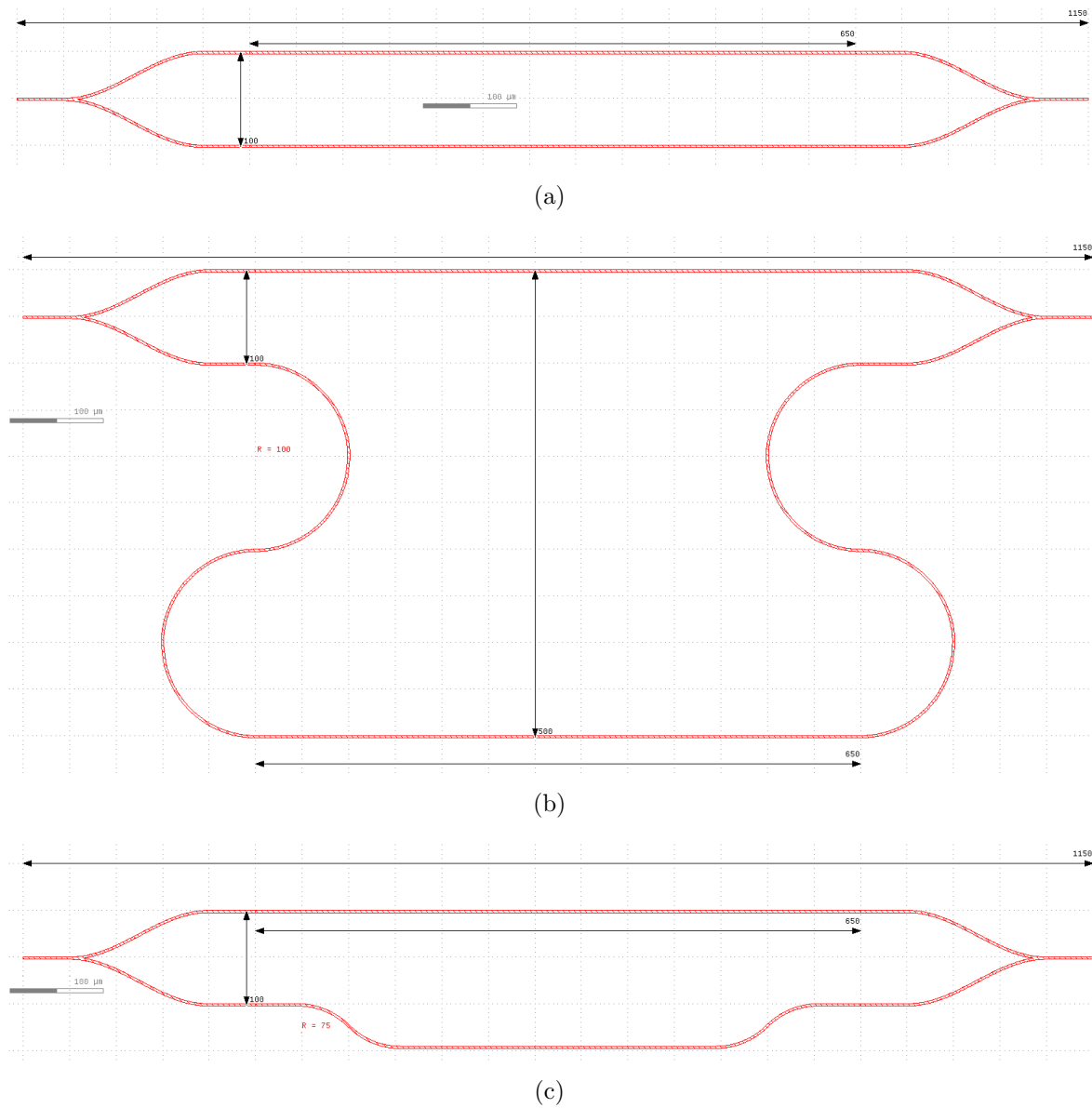


Figura 5.10: Diseños propuestos para los interferómetros a fabricar. (a) y (b) corresponden a interruptores NC mientras que (c) corresponde a un interruptor NO.

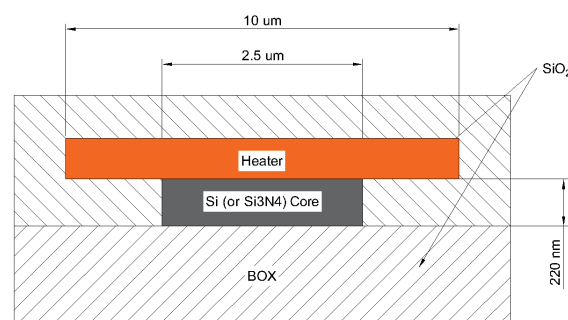
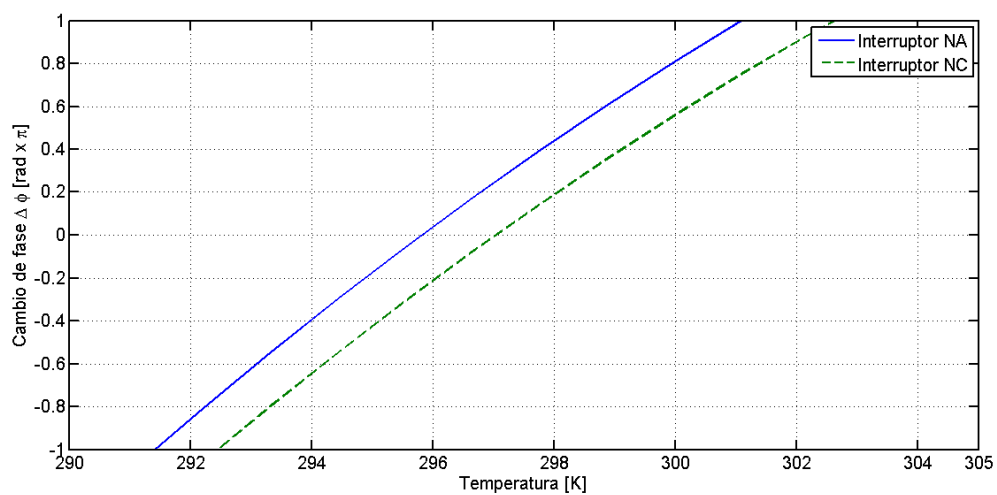
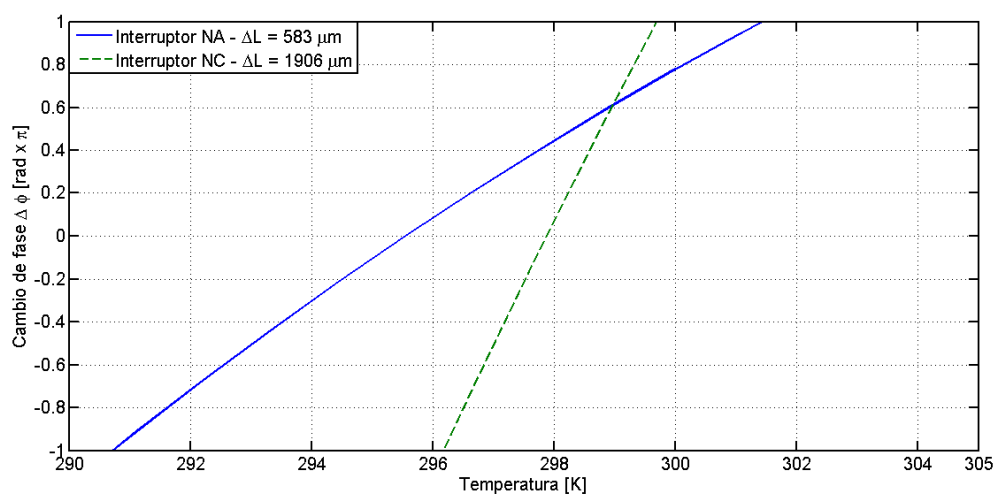


Figura 5.11: Esquema de la guía de onda con el calentador en la parte superior.



(a)



(b)

Figura 5.12: Cambio de fase esperado para los casos del uso de calentadores en una sola rama (a) o 2 ramas(b).

fue planteado.

Además, se debe notar que esta sensibilidad puede ser aprovechada para obtener altas velocidades de conmutación, en la práctica se han alcanzado velocidades de conmutación cercanas a 1 MHz, lo cual para un sistema térmico es una velocidad muy elevada.

El inconveniente directo de estos dispositivos térmicos es que una gran sensibilidad implica una longitud muy grande y esto provocará mayores pérdidas en el dispositivo.

Interruptor basado en diodos PIN.

Para el diseño de los interruptores basados en junturas semiconductoras, se analizan dos diseños propuestos en literatura. Estos se muestran en la figura 5.13. La diferencia entre uno y otro son las características eléctricas de los mismos, se puede ver fácilmente que el diseño de la figura 5.13(a) consumirá mucha más corriente que el propuesto en 5.13(b), sin embargo en el segundo caso surgen efectos entre debido a las junturas adyacentes entre sí.

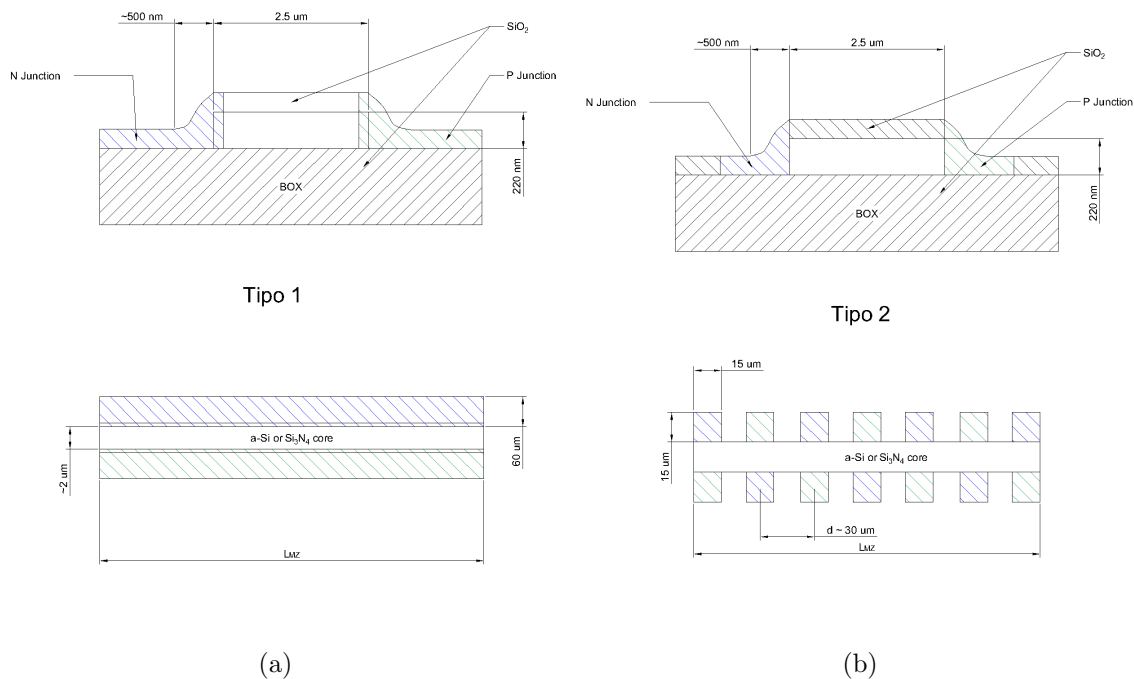


Figura 5.13: Esquemas las guías de onda con dos tipos de junturas propuestas. (a) Diodo PiN como tiras alrededor del núcleo y (b) múltiples junturas PiN.

De igual manera que lo planteado en el modelo térmico, la diferencia de fase tendrá distintos valores dependiendo si se modula sobre solo una rama del interferómetro o sobre ambas. Como condición de diseño, se impone trabajar con zonas P fuertemente dopadas (10^{20} cm^{-3}) y zonas N (10^{17} cm^{-3}), se demuestra en literatura que el efecto

F-K sobre silicio es mucho más dependiente de la concentración P que de la concentración N, esto además puede verse en la ecuación 5.29.

Con estos valores, se obtiene que la máxima diferencia de índices de refracción será de $\Delta n_{max} = 6,06 \cdot 10^{-2}$, con esto, se obtiene además que la densidad de corriente máxima para lograr este cambio de índice será de $J_{max} = 6,4 kA cm^{-2}$.

5.3.2. Filtro Variable.

Como diseño final, se propone la síntesis de un filtro de banda lateral en dominio óptico. Para esto, partiendo de la función transferencia de la ecuación 5.5, se considera una matriz genérica:

$$\mathbf{H}_{prop} = \begin{bmatrix} H_1(z) & 0 \\ 0 & H_2(z) \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

Debido a que se busca un filtro que rechace cierta banda alrededor de la portadora óptica, se considera el uso de un anillo óptico en una de las ramas del interferómetro ya que como se vio en capítulos anteriores este cuenta con la transferencia deseada. Para la otra rama, se utiliza simplemente un tramo de propagación con una zona donde se puede variar el camino óptico. Por esto, se propone:

$$\mathbf{H}_{prop} = \begin{bmatrix} \sqrt{r}z^{-1}e^{-j\varphi_d} & 0 \\ 0 & H_{ORR}(z) \end{bmatrix} \quad (5.34)$$

Donde el primer término de la matriz $\sqrt{r}z^{-1}e^{-j\varphi_d}$ representa la transformada Z de la rama superior del interferómetro, H_{ORR} representa la función transferencia de un APF, del capítulo 4 reescribiendo la ec 4.17:

$$H(\Omega) = \frac{\sqrt{1-k_r} - r_r e^{-j\varphi_r} z^{-1}}{1 - \sqrt{1-k_r} r_r e^{-j\varphi_r} z^{-1}} \quad (5.35)$$

donde k_r es el factor de acoplamiento del anillo, r_r son las pérdidas del mismo y φ_r es la fase del anillo. Un esquema del filtro a implementar se muestra en la figura 5.14. Este dispositivo se estudia en [30].

Utilizando esto en la ecuación 5.33 se obtiene:

$$H_{OSBF}(z) = -\frac{j}{2} \frac{\sqrt{1-k_r} \sqrt{r} z^{-1} e^{-j\varphi_d} + r z^{-2} e^{-j\varphi_r} + \sqrt{1-k_r} \sqrt{r^3} z^{-3} e^{-j(\varphi_r+\varphi_d)}}{1 + \sqrt{1-k_r} r z^{-2} e^{-j\varphi_r}} \quad (5.36)$$

Para obtener la ecuación 5.36 se considera acopladores de 3 dB ideales tanto en la entrada como en la salida del dispositivo. Además para el análisis, las fases φ_r y φ_d

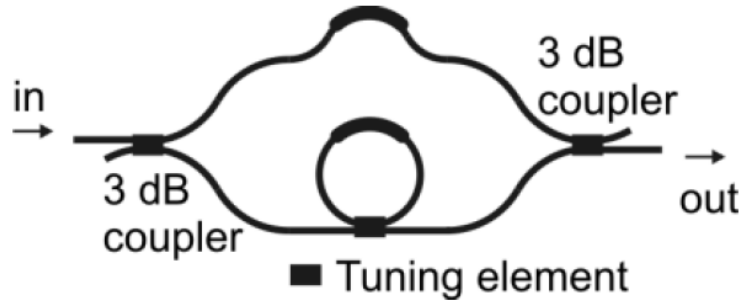


Figura 5.14: Esquema del filtro diseñado.

cumplen que $\varphi_r = 2\varphi_d + \pi$, con esto puede verse[42]:

$$|H_{OSBF}(f)|^2 = \frac{[\sqrt{1 - k_r} \cos(3\pi f\tau_d - 1,5\varphi_d) + \cos(\pi f\tau_d - 0,5\varphi_d)]^2}{2 - k_r + 2\sqrt{1 - k_r} \cos(4\pi f\tau_d - 2\varphi_d)} \quad (5.37)$$

Donde τ_d es el retardo introducido por el interferómetro. Un esquema del espectro esperado se muestra en la figura 5.15, en la misma se muestra como cambia la respuesta esperada en función del factor de acoplamiento del anillo APF.

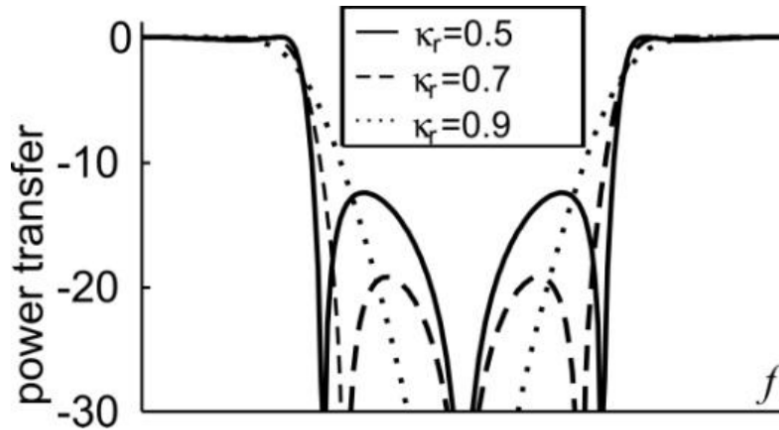


Figura 5.15: Esquema de la función transferencia dada por la ecuación 5.37 para distintos valores de k_r . [30]

Con se fijan como requerimientos de diseño del filtro:

- Portadora a 1550 nm.
- Acopladores 3 dB.
- FSR del filtro: 67 GHz.
- Rechazo de banda > 20 dB.

- Ripple tolerable < 1 dB.

A partir de estos requerimientos, se considera:

- $\Delta f_{MZI} = 67$ GHz.
- $\Delta f_{ORR} = 33.5$ GHz.

Se tiene que los parámetros serán $\varphi_d = 4,1583 \cdot 10^{11}$ y $\tau_d = 1,51099 \cdot 10^{-11}$ s. Esto lleva a que el factor de acoplamiento crítico para lograr el retardo necesario en el anillo será $k_r = 0,78$.

A partir de estos resultados obtenidos, la transferencia ideal para este dispositivo será como se muestra en la figura 5.16.

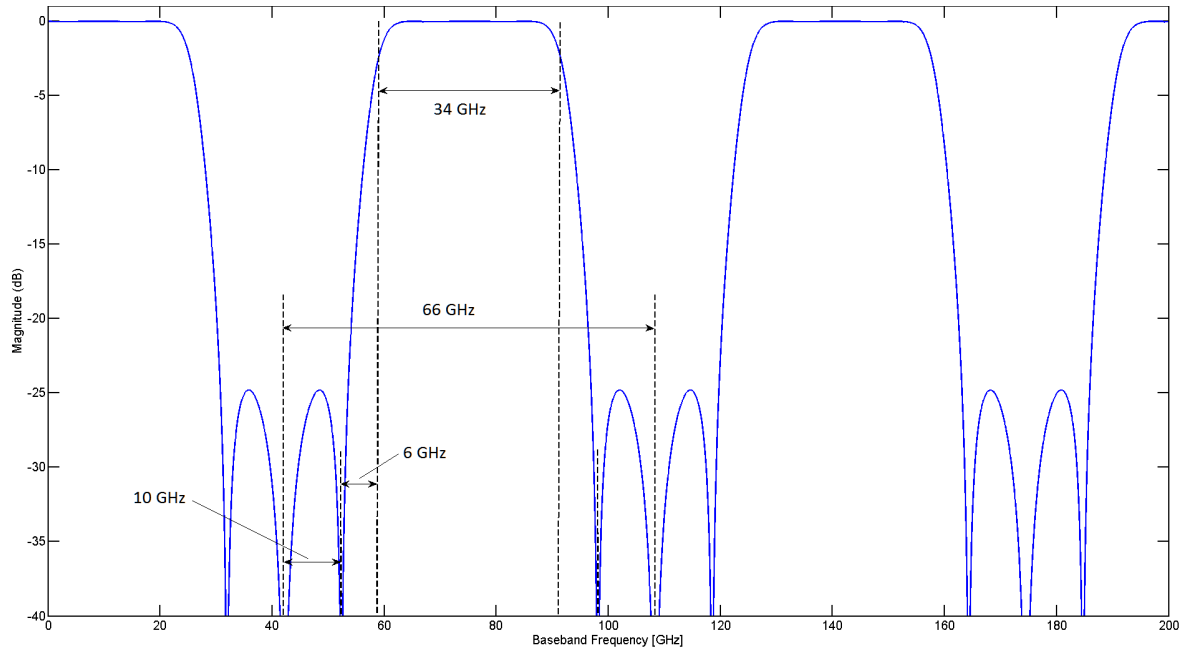


Figura 5.16: Función transferencia para el modelo obtenido de la ecuación 5.37

Considerando un sistema ideal sin pérdidas se determinan los parámetros físicos del dispositivo, éstos se detallan en la tabla 5.3.

Parámetro	Valor
Longitud rama superior MZI	1056,1061 μm
Longitud del anillo	2087,01 μm
Longitud de acoplamiento del anillo	110 μm
Separación entre anillo y guía	0,3 μm

Tabla 5.3: Parámetros físicos del filtro diseñado.

Luego de introducir las pérdidas en el sistema y de un proceso de optimización, se obtiene una transferencia como la que se muestra en la figura 5.17. En la misma puede verse que la respuesta del filtro mejora cuando se consideran las pérdidas, esto es así

ya que las características de rechazo de banda están principalmente dadas por el anillo APF en la rama inferior del interferómetro.

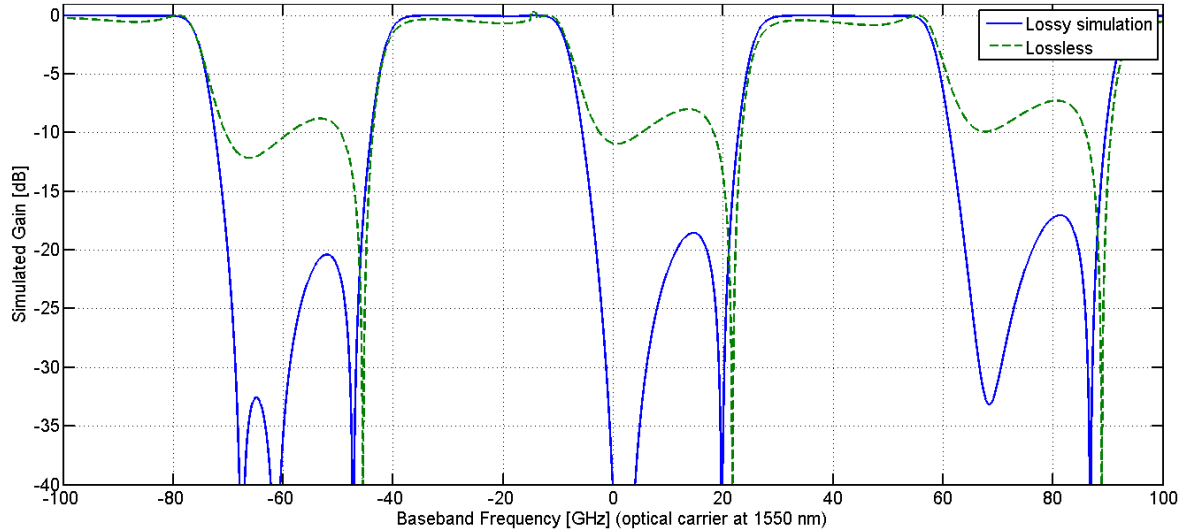


Figura 5.17: Función transferencia para el modelo obtenido de la ecuación 5.37

Para corroborar el diseño, se muestra en la figura 5.17 la comparación de la respuesta simulada del filtro diseñado y la respuesta teórica esperada del dispositivo. En la figura puede verse que si bien la respuesta simulada no es igual, la misma se aproxima muy bien en los primeros ciclos de su FSR.

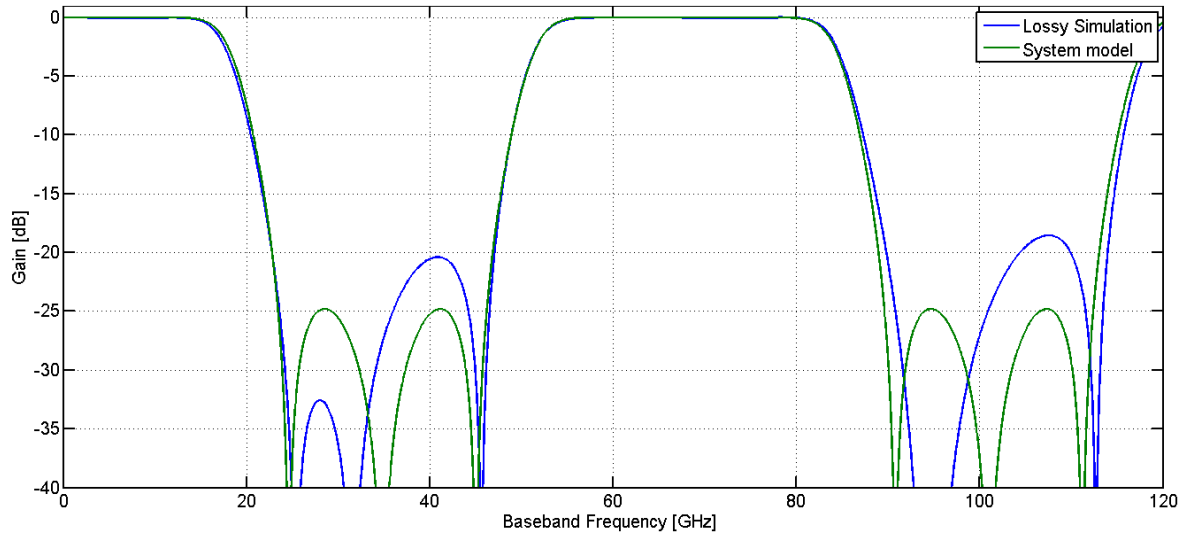


Figura 5.18: Función transferencia para el modelo obtenido de la ecuación 5.37

Puede verse además que el filtro diseñado cumple con los requerimientos planteados de rechazo de banda y *ripple* máximo tolerado.

Se debe notar que este dispositivo es sensible a las condiciones de fabricación. Dadas las dimensiones del mismo, una pequeña desviación por tolerancias de fabricación conllevan grandes cambios en la respuesta del filtro, por lo que se propone el uso de

calentadores en las zonas críticas para controlar las mismas mediante efecto termo-óptico.

En el diseño final se implementan calentadores para generar el cambio variable de camino óptico en la rama superior del interferómetro, como así calentadores en el anillo para modular no solo las pérdidas del mismo sino además el retardo introducido por el mismo. En la tabla 5.4 se muestran valores esperados de FSR para distintas temperaturas. Como en casos anteriores, éste deberá ser acompañado de un sistema de control adecuado.

Parámetro	Temperatura					
	290 K		310 K		350 K	
	<i>nm</i>	<i>GHz</i>	<i>nm</i>	<i>GHz</i>	<i>nm</i>	<i>GHz</i>
FSR_{MZI}	0.53	70	0.52989876	70.65	0.52926018	70.56
FSR_{ORR}	0.2682	35.76	0.26811664	35.74	0.26791684	35.72

Tabla 5.4: Variación de los parámetros característicos del filtro con la temperatura.

Para el *layout* final, se tomó con consideración minimizar el tamaño final. Los *layouts* propuestos se muestran en las figuras 5.19 a 5.23. En las mismas pueden verse que el tamaño del dispositivo final es cercano a los $500 \times 100 \mu m$, filtros similares han sido implementados en guías de onda basadas en PLC alcanzando tamaños mínimos del orden de $1 mm^2$ [30].

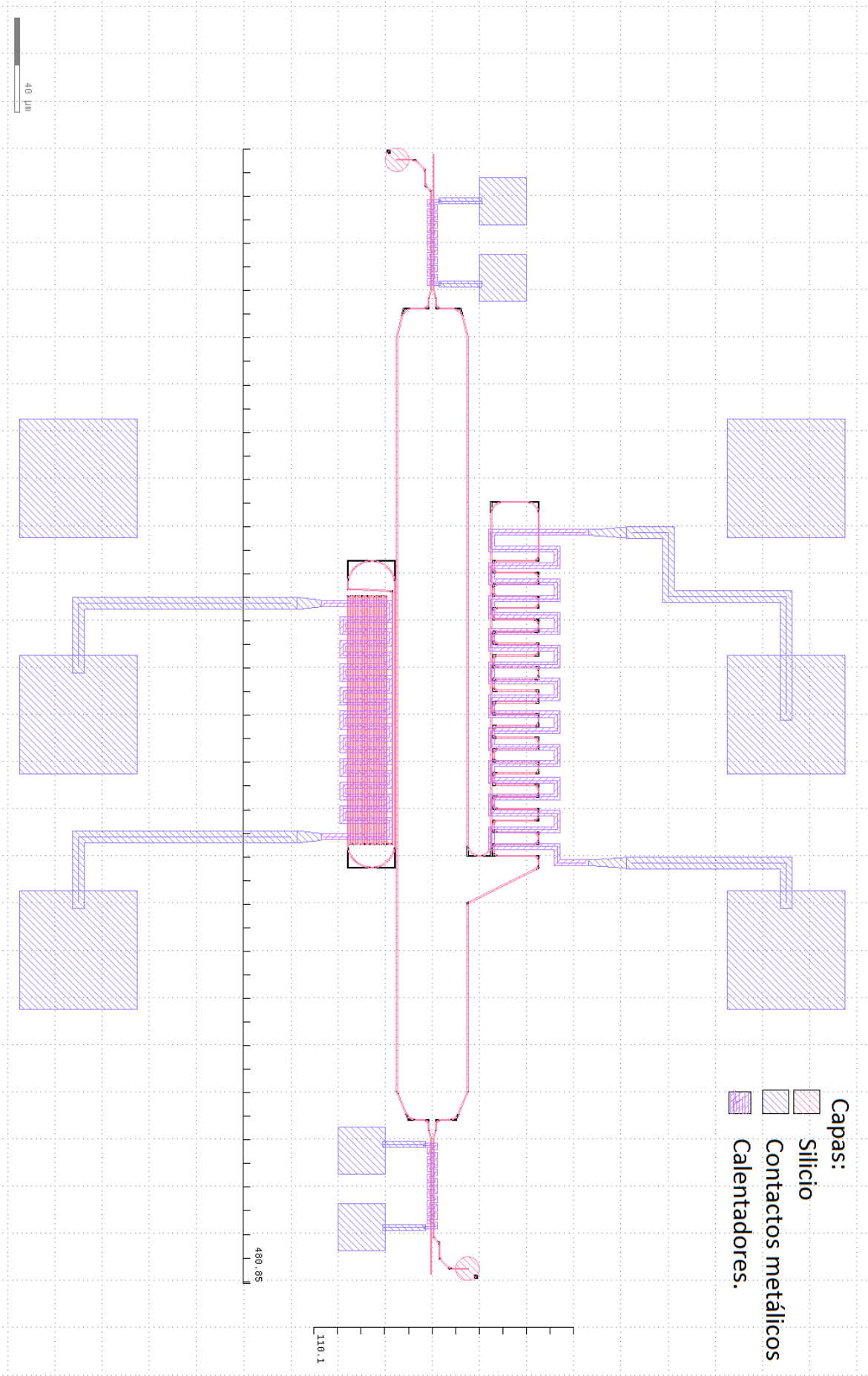


Figura 5.19: Layout propuesto para el filtro de banda lateral (OBSF) diseñado. Se muestran en el mismo las dimensiones características del mismo.

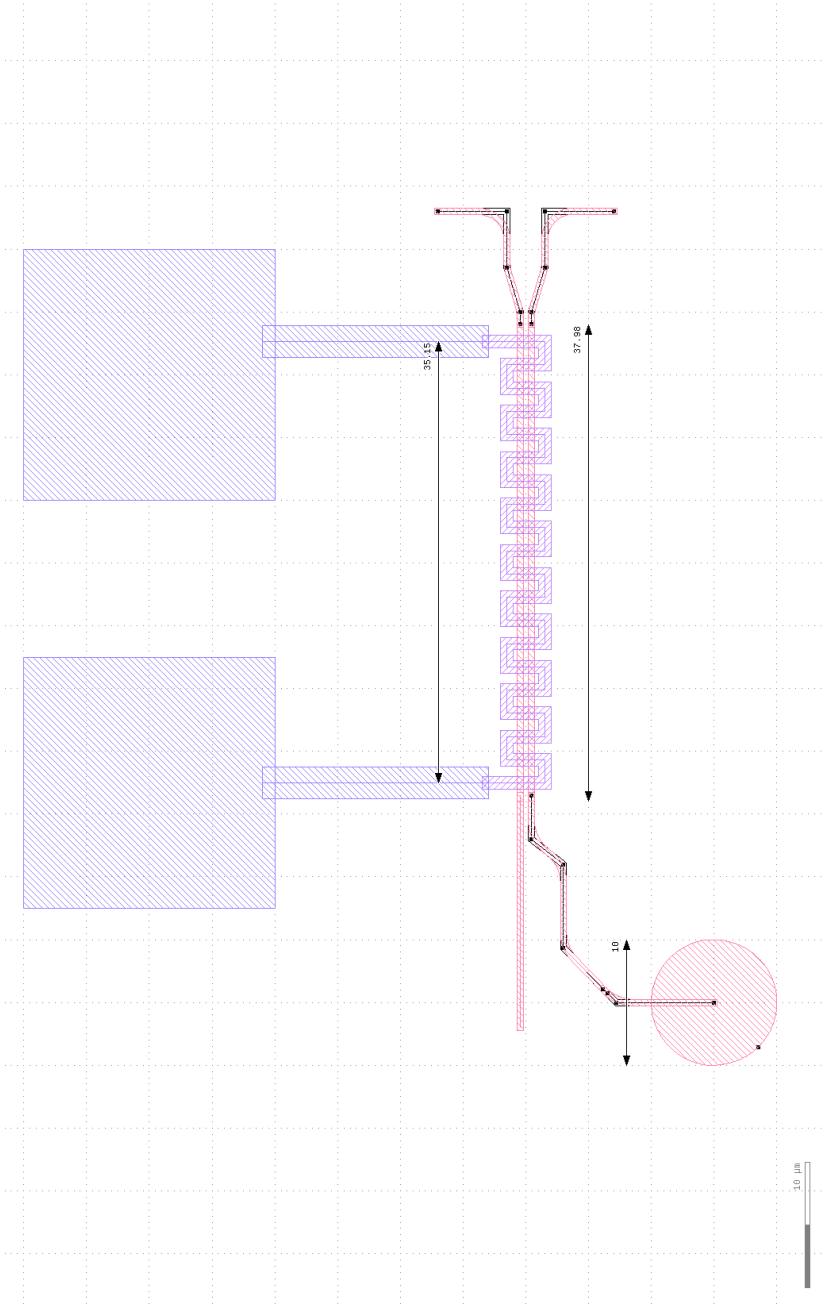


Figura 5.20: Esquema del acoplador implementado para entrada y salida del filtro de banda lateral.

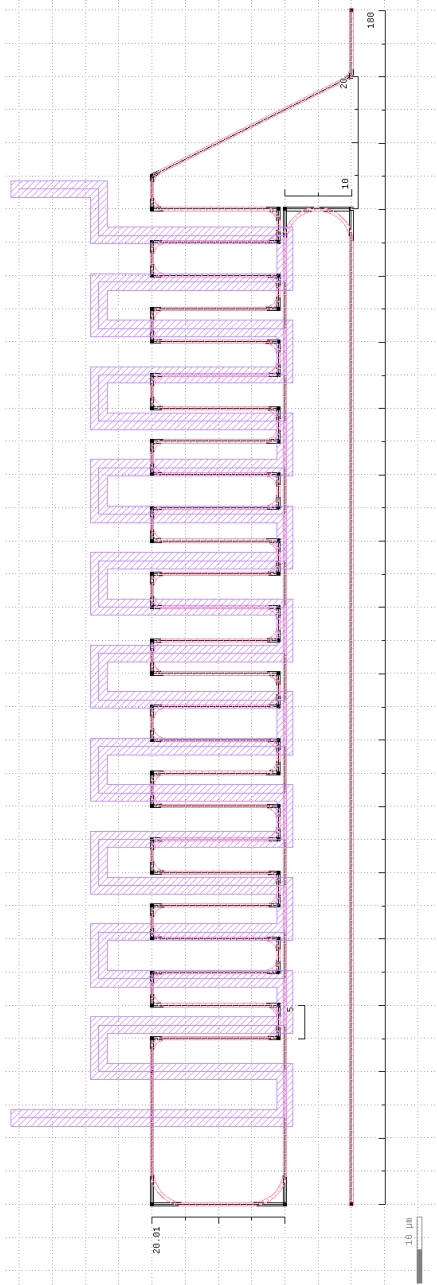


Figura 5.21: Detalle del brazo superior del interferómetro con la estructura del camino óptico variable.

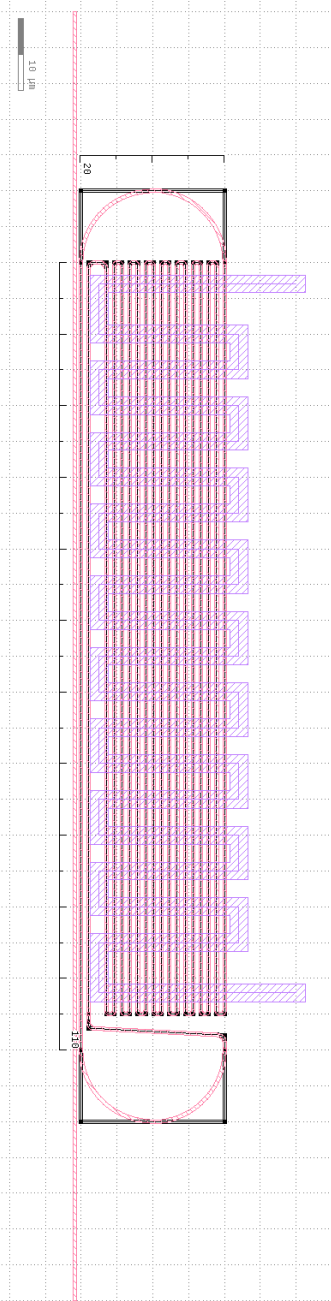


Figura 5.22: Detalle del brazo inferior del interferómetro con la estructura de anillo plegado diseñada.

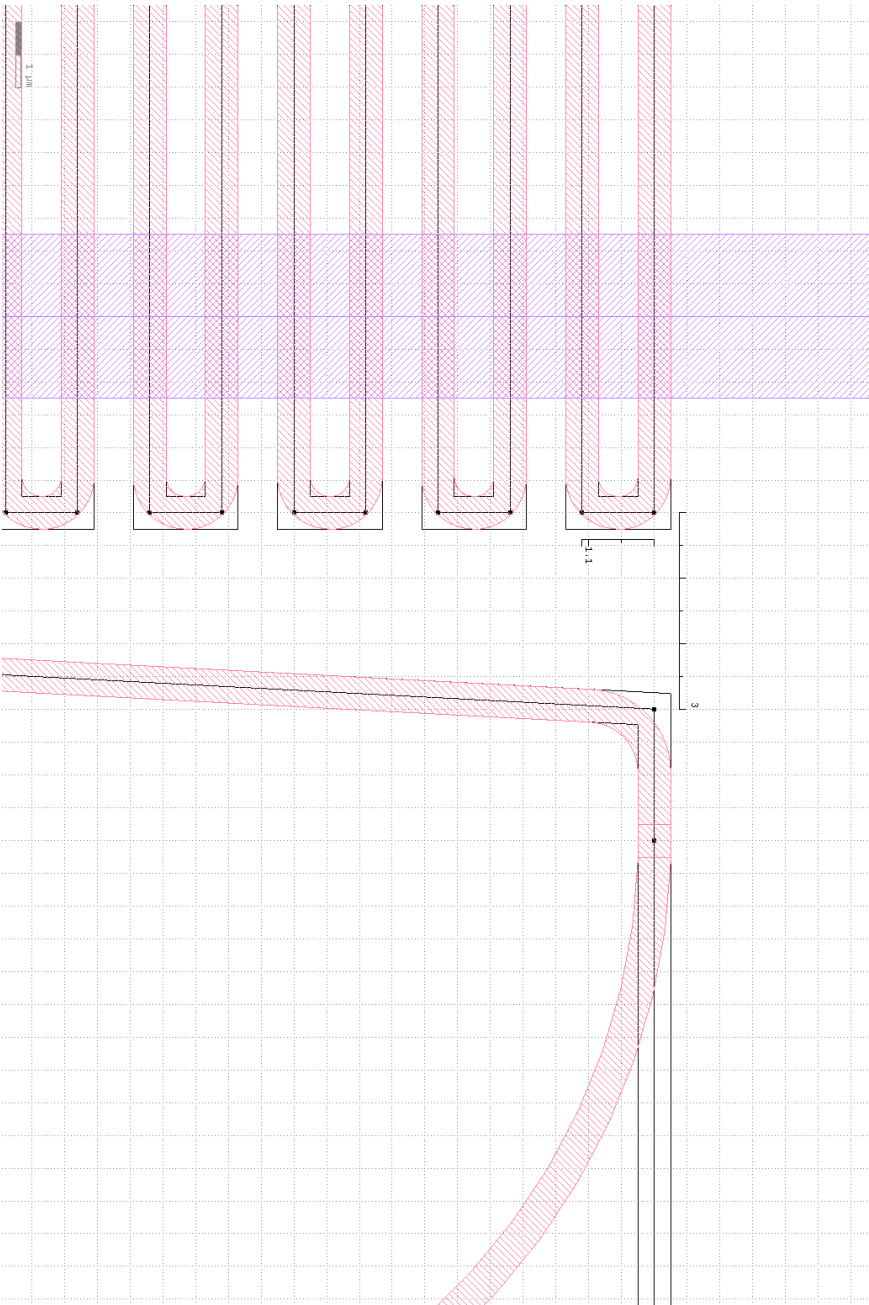


Figura 5.23: acercamiento de zona de interés de la estructura de anillo plegado.

Capítulo 6

Técnicas de fabricación en dispositivos fotónicos

Hasta el momento se presentaron los fundamentos teóricos y el principio de diseño de dispositivos primitivos. En este capítulo se introducen los procesos de fabricación de los mismos. Se detalla el trabajo realizado para la obtención de guías de onda basadas en tecnología SOI, las metodologías utilizadas para fabricar los dispositivos implementada.

Este trabajo se realizó en colaboración con el Instituto de Tecnología Rose Hulman (RHIT) en la ciudad de Terre Haute, Indiana, Estados Unidos. En los laboratorios *MiNDS* de este instituto en colaboración con el Dr. Siahmakoun Azad

Dado que se propuso una metodología de trabajo nueva para la fabricación de *wafers* de SOI, se debió realizar una guía de procedimientos del método, esta se encuentra en el apéndice [A](#).

6.1. Introducción.

Como se mencionó anteriormente, en la actualidad dos de las tecnologías más importantes en el campo de la fotónica integrada son las llamadas PLC y *Silicon Photonics* en las cuales se centra este trabajo. Las mismas si bien están basadas en silicio o sílice son extremadamente distintas en lo que responde a técnicas de fabricación. Esto se debe principalmente a las tolerancias de fabricación y los niveles de integración los cuales son posibles lograr en cada una de ellas.

Existen en la actualidad muchas técnicas de fabricación para estas tecnologías, en esta sección se tratarán en particular las basadas en *PECVD* o *Wafer bonding*, estas técnicas aparte de ser ampliamente usadas en el ámbito comercial, tienen la ventaja de ser compatibles con tecnología de fabricación CMOS.

Esto es de hecho una gran ventaja, ya que pueden utilizarse los sistemas de DRC (*Design Rule Checking*) para verificar y optimizar el diseño, como así también alcanzar niveles de integración elevados en los chips diseñados. La gran ventaja de esto, es la compatibilidad y estandarización de los diseños propuestos. Esto permite al diseñador hacer un traslado de tecnología de fabricación de una manera muy sencilla (si es que se utilizan modelos compatibles con reglas escalables SCMOS por ejemplo).

6.1.1. Métodos utilizados en la actualidad.

PLC.

Existen varias maneras de obtener PLC, comercialmente una de las más utilizadas es PECVD y FHD. PECVD es una técnica de evaporación química (la misma será tratada en la sección 6.2), y FHD es una técnica de deposición química por hidrólisis. En la figura 6.1 se muestra las distintas etapas de fabricación de una muestra de PLC.

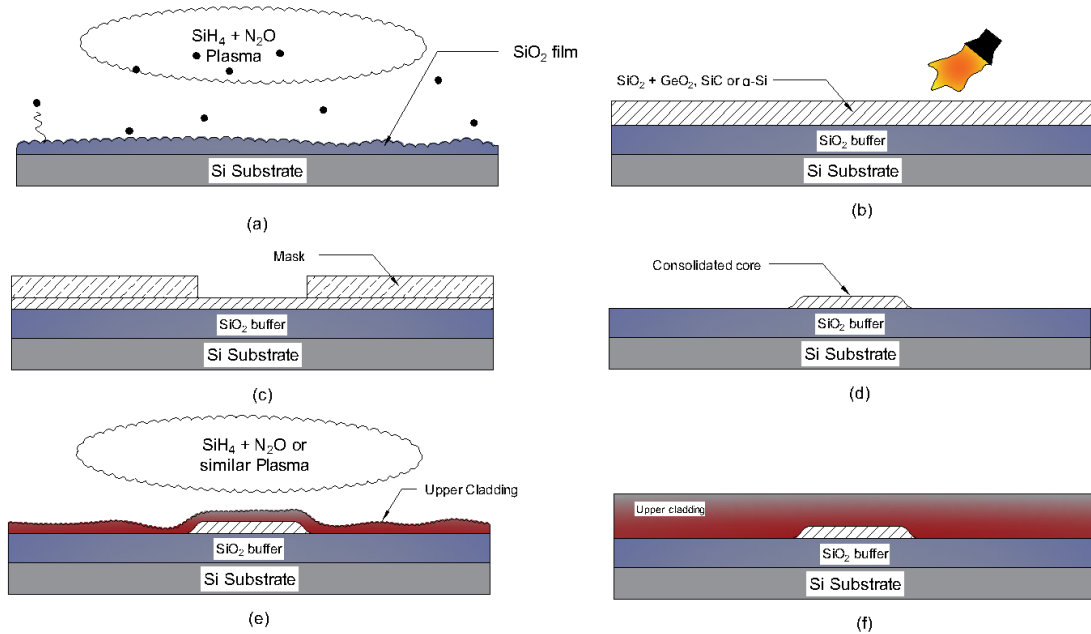


Figura 6.1: Proceso de fabricación de guías de onda en PLC. (a) crecimiento de *buffer* de sílice. (b) Proceso de deposición y FHD del núcleo. (c) Enmascarado del patrón deseado. (d) Litografía del patrón. (e) Crecimiento de la cobertura de la guía de onda. (f) Crecimiento de la capa de óxido como cladding superior. (g) Resultado final.

El primer paso consiste en el crecimiento de una capa de base (*buffer*) comúnmente de SiO_2 (algunas técnicas comerciales utilizan cristales basados en sílice, BPSG por ejemplo) (fig 1(a)). Esta capa de *buffer* dependiendo la aplicación a utilizar puede variar su espesor entre 500 nm y $15\text{ }\mu\text{m}$, esto se debe principalmente a las pérdidas asociadas a la dispersión y a la absorción entre el sustrato y el núcleo. Esta capa

puede obtenerse mediante técnicas de oxidación térmica, o PECVD dependiendo de las características deseadas en la misma.

Seguido a esto mediante técnicas de PECVD (mayormente las recetas utilizadas suelen ser únicas dependiendo del fabricante, por lo que la información al respecto suele estar protegida bajo patente) y FHD se logran hetero-estructuras para la constitución del núcleo. Estas estructuras suelen ser cristales de silicio cristalino (SiC) o bien cristales de germanio y silicio. Con esto es posible alcanzar diferencias de índices de refracción entre 10^{-1} y 10^{-2} .

SOI.

Existen distintos métodos comerciales para la obtención de *wafers* de SOI, dos de los más populares métodos actualmente son conocidos como *SIMOX* (*Separation by IMplantation of OXygen* por sus siglas en ingles) y *Wafer bonding*.

SIMOX consiste en implantar oxígeno en el centro del material y mediante un recocido a altas temperaturas obtener una capa de SiO_2 intermedia entre el *wafer* de Si, si bien este método ofrece una muy buena uniformidad de la capa de Si-C útil, el problema de este es que para obtener una capa de BOX del estándar de Si-Ph ($\sim 1\mu\text{m}$) el proceso toma costos elevados. La figura 6.2 muestra un esquema de como se obtiene un *wafer* de SOI por método de *SIMOX*.

El proceso de *Wafer bonding*, consiste en utilizar dos *wafers* de silicio, ambos con una capa de óxido térmico crecida previamente, estos *wafer* se superponen y se someten a un recocido de alta temperatura para lograr la fusión de las dos zonas de SiO_2 . Finalmente se realiza un pulido de la cara superior del *wafer* obteniendo de esta manera la estructura característica del SOI. La figura 6.3 muestra esquemáticamente el proceso de *wafer bonding*.

Existen otros métodos para la obtención de SOI, basados en deposición química. Los mismos son optimizados para cada aplicación en particular, por lo que no existe una receta única para su obtención [43–47].

En la sección 6.2 se trata el método propuesto en este trabajo para la obtención de guías basadas en SOI de confinamiento fuerte. Las mismas se obtuvieron mediante el uso de técnicas de PECVD y sputtering. Este proceso asegura una buena calidad de las guías de onda presentes en los dispositivos, pero no puede asegurar una calidad cristalina del material, por lo que las mismas tendrán un factor de atenuación importante debido a las imperfecciones del material.

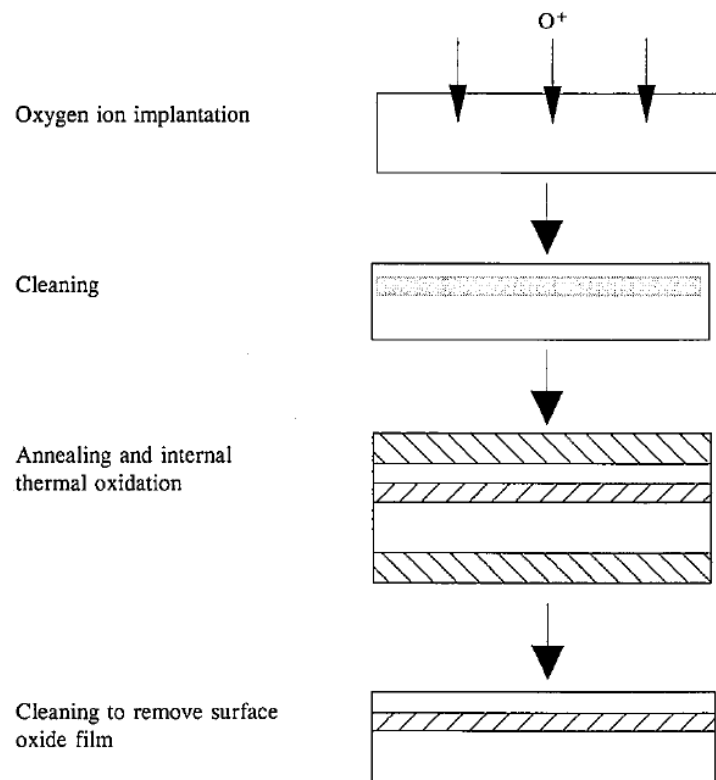


Figura 6.2: Esquema del proceso de SIMOX para obtención de wafers de SOI. Imagen obtenida de [43].

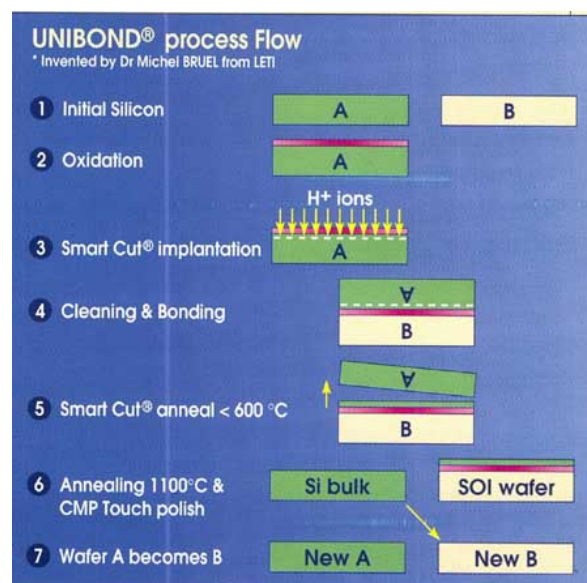


Figura 6.3: Esquema del proceso de *wafer bonding* para obtención de *wafers* de SOI. Imagen obtenida de [44].

6.1.2. Compatibilidad con tecnologías existentes.

Actualmente, se está buscando compatibilizar las tecnologías de fabricación de dispositivos fotónicos con tecnologías de fabricación en dispositivos electrónicos. Esto tiene como motivación la integración entre PIC's y su electrónica asociada en un solo chip, lo cual reduciría los niveles de integración y así el costo de los mismos.

Una de las principales tecnologías con las que busca compatibilizar son los procesos CMOS[48, 49], por lo que es claro que las guías basadas en SOI tienen una clara ventaja respecto a las demás tecnologías de fabricación.

En particular, lo planteado en este trabajo tienen la ventaja de que son posibles de compatibilizar con procesos escalables CMOS, en particular el proceso MOSIS .5u, es del cual se siguieron las reglas de diseño para los *Layout* del sistema. Sin embargo, herramientas de *DRC* no fueron implementadas debido a que escapa al objetivo de este trabajo.

6.2. Fabricación de guías de onda.

Dado que los *wafers* comerciales de SOI o PLC tienen un costo elevado, se propuso estudiar e implementar un método para la fabricación de estos a partir de wafers de SiC < 100 > tipo N. Se propuso el diseño de tres *wafers*: dos de ellos con núcleo de $\alpha - Si$ y uno con núcleo de Si_3N_4 , en todos los casos tanto la capa de BOX como de cladding el material elegido fue SiO_2 . En todos los casos la capa de BOX con un espesor de $1 \mu m$ para asegurar que las pérdidas por absorción del sustrato sean las mínimas posibles[23]. El proceso de fabricación se muestra en la figura 6.4.

Lo primero que debe definirse para esta sección es un parámetro de uniformidad que se utilizó para medir y comparar la calidad de los wafers obtenidos. Se define la no-uniformidad del *wafer* como:

$$U = \frac{t_{max} - t_{min}}{2 \bar{t}} \quad (6.1)$$

Donde \bar{t} es el espesor promedio del film, t_{max} y t_{min} los espesores máximo y mínimo respectivamente. Este factor U es un indicador de cuánto varía el espesor del film alrededor del valor medio medido, este indicador se encuentra estandarizado en la regulación SEMI P27-96 (Reapproved 0703). Por simplicidad, en adelante al factor de no-uniformidad se lo llamará sencillamente “uniformidad”; para determinarla y medir los espesores de cada etapa del proceso, se utilizó un perfilómetro óptico *Filmetrics*

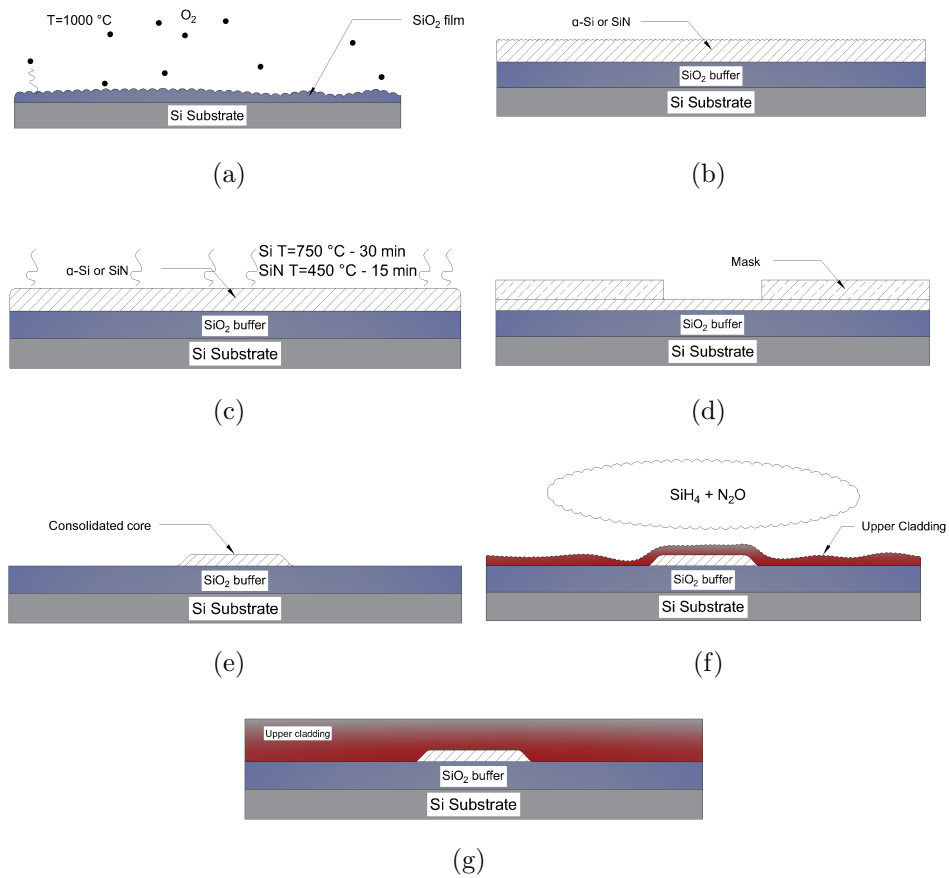


Figura 6.4: Proceso de fabricación realizado. (a) crecimiento de buffer de SiO_2 . (b) Deposición $\alpha\text{-Si}$ o SiN . (c) Enmascarado del patrón deseado. (d) proceso de litografía y etching. (e) Crecimiento de la cobertura de la guía de onda. (f) Crecimiento de la capa de óxido como cladding superior. (g) Resultado final.

$F20$.

6.2.1. Capa de BOX (*Buried oxide*)

Para las capas de óxido para sustrato se fijó como requerimiento de calidad $U < 3\%$.

Para determinar la uniformidad, se realizó una medida de 13 puntos en cada *wafer*. La distribución de los puntos medidos se muestra en la figura 6.5.

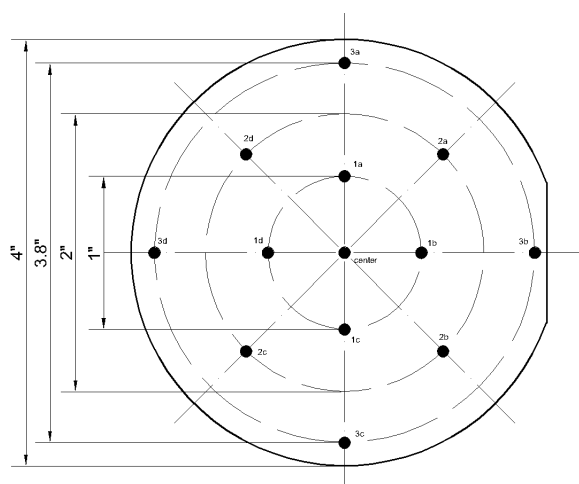


Figura 6.5: Puntos medidos en cada *wafer* para obtener el factor de uniformidad.

Para obtener la capa de óxido se proponen dos métodos. El primero es crecer el óxido mediante PECVD, con este método la mínima uniformidad obtenida fue de 3,84 % durante repetidas pruebas. Si bien, en bibliografía se muestra que es posible obtener uniformidad cercana o menor a 1 % [50, 51], por cuestiones de tiempo no se plantea la optimización de las recetas utilizadas.

Como alternativa a este método se decidió utilizar el método de oxidación térmica. Para determinar las condiciones de oxidación se utilizó el modelo de *Deal-Grove* [52]. En la figura 6.6 se muestra el comportamiento para distintos casos.

Con este modelo se determinó los tiempos de exposición de las distintas etapas de oxidación. El proceso se dividió en etapas para evitar exposiciones prolongadas en el horno de oxidación. Finalmente se proponen 4 etapas, sumando un total de 12 horas de oxidación, los tiempos se muestran en la tabla 6.1.

El espesor obtenido para cada *wafer* se muestra en la tabla 6.2.

Se presenta en la figura 6.7 gráficos del espesor de óxido en cada punto de medición. Para realizar este proceso se utilizó un horno de oxidación horizontal, el mismo se

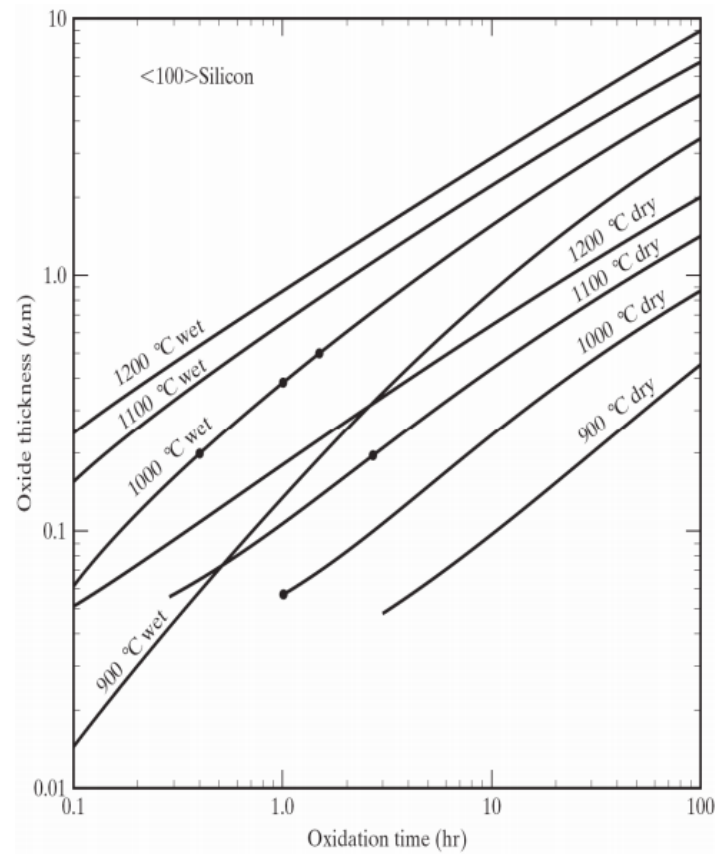
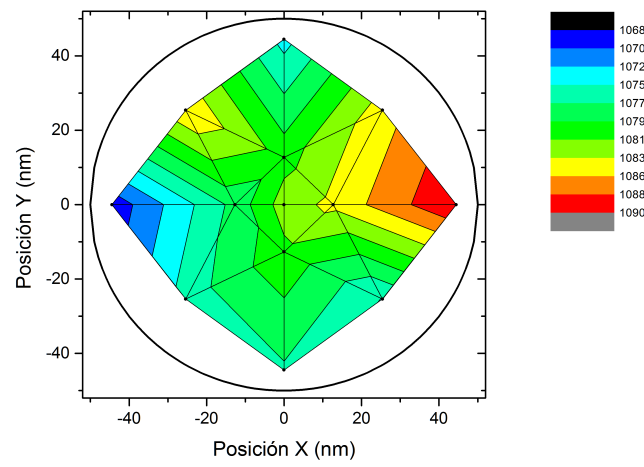


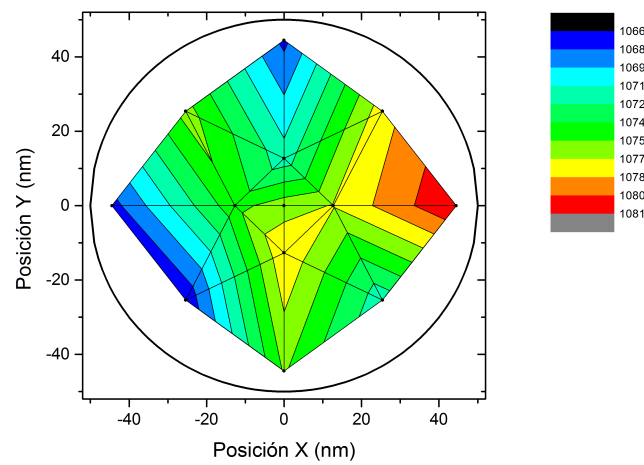
Figura 6.6: Espesor del óxido a crecer en función del tiempo de oxidación para Silicio $\langle 100 \rangle$.

Etapas	Tipo de proceso	Tiempo	Espesor esperado (nm)
1	Húmedo	90 min	511.8
2	Húmedo	90 min	787.9
3	Seco	210 min	808.1
4	Húmedo	90 min	1019.7
4	Seco	120 min	1028.9
Espesor total esperado (nm)			1028.9

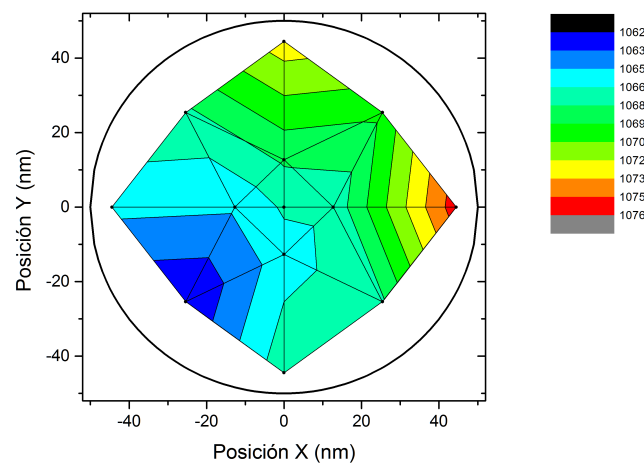
Tabla 6.1: Resumen de las etapas del proceso de oxidación.



(a) Wafer 1



(b) Wafer 2



(c) Wafer 3

Figura 6.7: Espesor medido para los 3 wafers propuestos.

Ubicación	Espesor (nm)		
	Wafer 1	Wafer 2	Wafer 3
centro	1082.3	1075.8	1066.4
1a	1084	1076.6	1066.6
1b	1080.6	1077.8	1065.6
1c	1077.5	1074.5	1065
1d	1080.3	1071.2	1067.8
2a	1084.6	1077.4	1069.3
2b	1085.4	1075.6	1067.3
2c	1075.5	1066.3	1062
2d	1074.5	1071	1067.4
3a	1090	1081	1075.4
3b	1076.5	1075.2	1067.1
3c	1068.7	1066.9	1065.2
3d	1073.8	1067.1	1072.6
Uniformidad	0,987 %	0,685 %	0,628 %

Tabla 6.2: Mediciones de espesor y uniformidad para los wafers utilizados.

muestra en la figura 6.8.

Es notable que el valor de uniformidad obtenido con este método es bueno, aunque podría haberse intentado mejorar mediante lapsos cortos de recocido del material (*Rapid Thermal Annealing technique*). Esto se deja como propuesta de trabajo a futuro para la optimización de los resultados obtenidos.

6.2.2. Capa de núcleo.

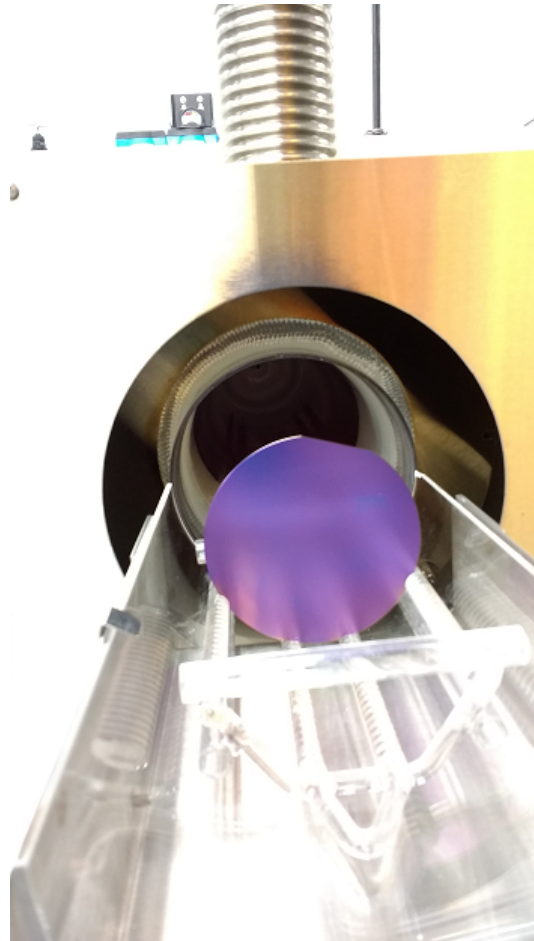
Para crecer la capa de núcleo de las guías de onda, se utilizó la técnica de PECVD y sputtering. PECVD consiste en un proceso de deposición química donde los gases que se usan como reactivos pasan de estado gaseoso a estado sólido mediante la creación de plasma en la cámara de trabajo. El plasma es generado por una señal de RF a 13.56 MHz que se descarga entre dos electrodos. Esta técnica se caracteriza por la buena calidad de las películas delgadas que es posible obtener a pesar de la baja temperatura que maneja el dispositivo. Un esquema de la máquina utilizada se muestra en la fig 6.9.

Se utilizó una máquina marca *Plasmionique* modelo *FLR300C-RM*, la misma cuenta con la posibilidad de mezclar 4 gases en la cámara con un control de flujo de 0 a 100 sccm. Esta cámara debe trabajar en vacío, esto se logra mediante una bomba mecánica que le permite alcanzar presiones del orden de 100 mTorr. Esta cuenta además con dos sistemas PID para control de temperatura y presión de trabajo.

Sputtering consiste en un proceso donde se implantan partículas en una superficie por bombardeo iónico, para lograr este efecto, se crea en una cámara en UHV un ambiente rico en iones del material a depositar y mediante la creación de plasma se bombardea



(a) Vista frontal y boca de carga.



(b) Carga del horno.



(c) Controles de temperatura y flujo de gases.

Figura 6.8: Horno de oxidación utilizado para el proceso.

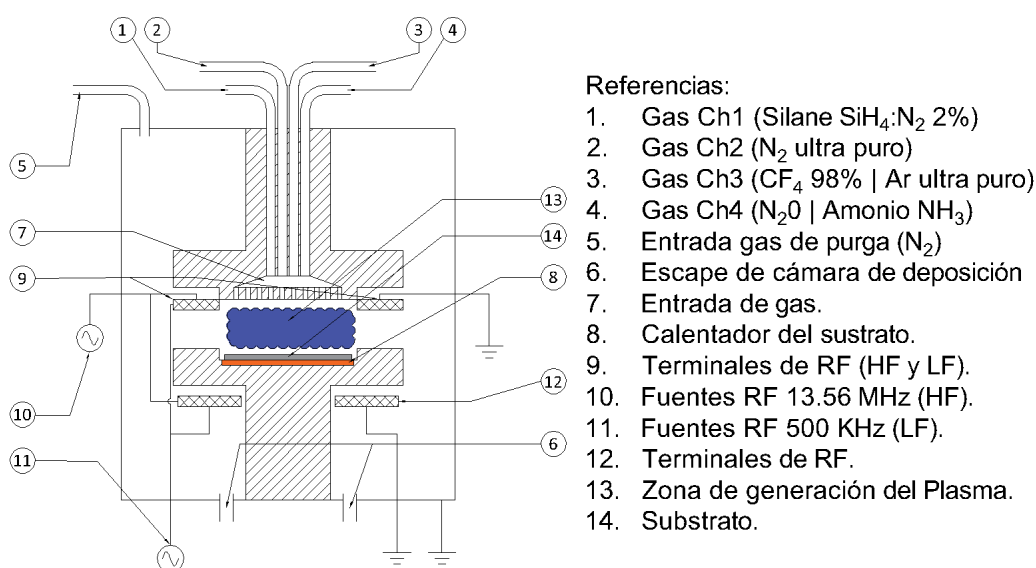


Figura 6.9: Esquema de la máquina para PECVD utilizada.

la muestra[53]. En la figura 6.10 se muestra una foto de la máquina utilizada.

Es necesario aclarar que para los dos materiales crecidos, después del proceso de deposición, los *wafers* se sometieron a un proceso de recocido a 450°C durante 30 min, esto tiene como fin mejorar ligeramente la uniformidad de la película depositada y aliviar las tensiones en el *wafer*[54].

Núcleo de α -Si.

Para obtener silicio amorfo, se utilizaron dos métodos de crecimiento distintos. Uno de los *wafers* propuestos se realizó con PECVD, para esto se utilizó la receta que se muestra en la tabla 6.3. Mientras que en los restantes se realizó un proceso de sputtering para obtener la capa de silicio, la receta utilizada en este caso se muestra en la tabla 6.4.

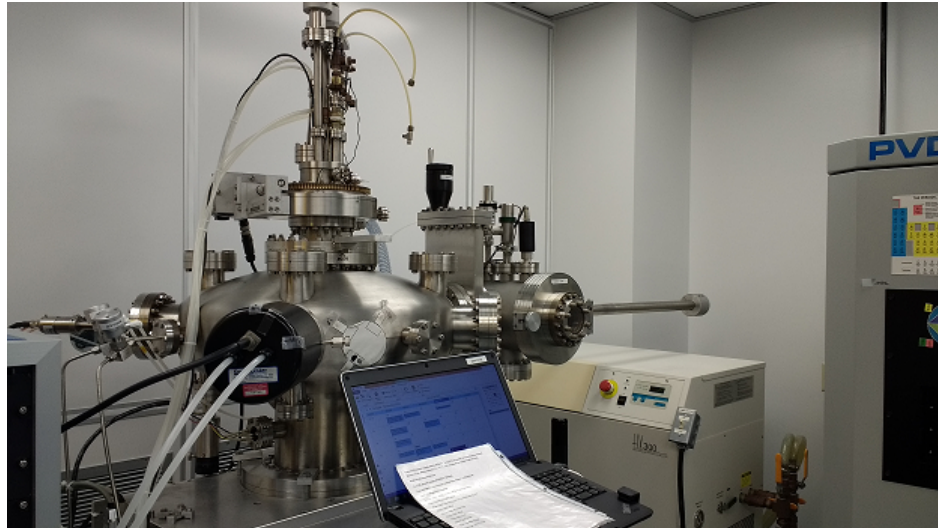
Parámetro	Valor
Flujo CH1 (sccm) (SiH_4)	90
Flujo CH2 (sccm) (N_2)	0
Flujo CH3 (sccm) (Ar)	15
Flujo CH4 (sccm) (N_2O)	0
Potencia de RF (W)	35
Temperatura ($^\circ\text{C}$)	350
Presión (mTorr)	650
Vel. de deposición (nm/min)	2.5

Tabla 6.3: Receta para PECVD – α – Si.

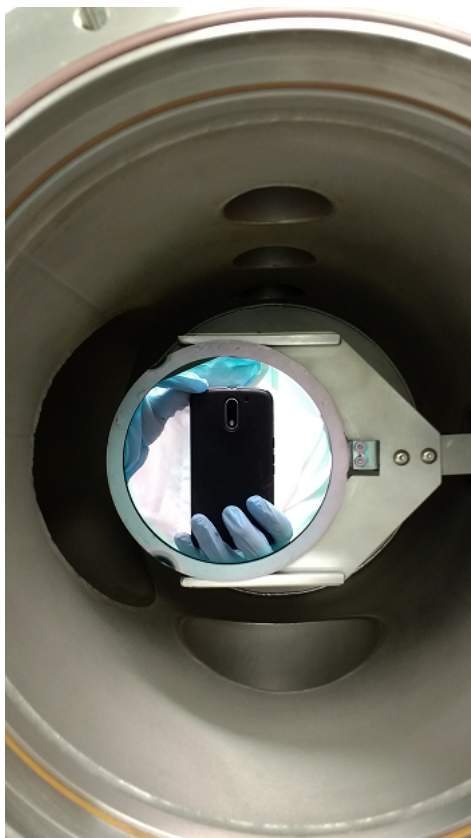
Parámetro	Valor
Flujo Ar (sccm)	50
Potencia DC (W)	250
Presión (Torr)	$5 \cdot 10^{-6}$
T_{subs} ($^\circ\text{C}$)	25
Vel. de deposición (nm/min)	24

Tabla 6.4: Receta para Sputtered α – Si.

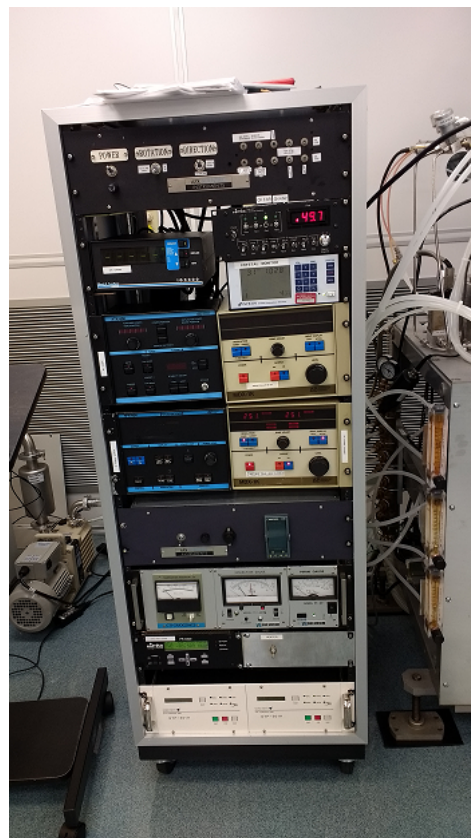
En la tabla 6.5 se muestran los espesores medidos de los *wafers* después del proceso de recocido. Se debe notar que si bien la uniformidad obtenida en ambos métodos es



(a) Cámara de trabajo.



(b) Cámara de carga.



(c) Rack de control.

Figura 6.10: Maquina de sputtering utilizada.

Ubicación	Sputtering		PECVD
	Wafer 1	Wafer 2	Wafer 3
	nm		
centro	383.7	338.2	369.9
1a	381.1	334.6	366.8
1b	381.1	334.6	361.4
1c	386.5	341.6	367.1
1d	381.1	341.4	368.7
2a	372.2	342	357.5
2b	378.5	342.1	355.4
2c	375.3	348.3	359.6
2d	378	338.5	359.6
3a	342	312	342.9
3b	341.8	312.8	393.9
3c	361.1	319.2	398.9
3d	352.1	316.8	409
Uniformidad	1.883 %	2.014 %	1.998 %

Tabla 6.5: Espesor de la capa final de α - Si obtenida con los dos métodos propuestos.

bastante buena, luego de varias pruebas se determinó que para la aplicación es mucho más conveniente el uso del método de sputtering debido a la buena calidad obtenida y la sencillez del método.

Se debe aclarar, que el espesor por exceso se corrige realizando un ciclo de *etching* con XeF_2 (ver apéndice A), luego de este proceso no solo se obtiene el espesor deseado, además se mejora considerablemente la uniformidad del *wafer*. Finalmente, en la figura 6.11 se muestra la distribución del espesor en los *wafers* testeados.

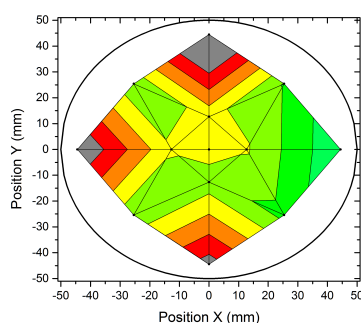
Núcleo de Nitruro de silicio.

Para obtener la capa de nitruro de silicio se realizó una deposición con PECVD en el *wafer* 3. Para esto se utilizó la receta que se muestra en la tabla 6.6. Mediante una deposición de 15 minutos se obtuvo un espesor de aproximadamente 250 nm en el centro del *wafer*.

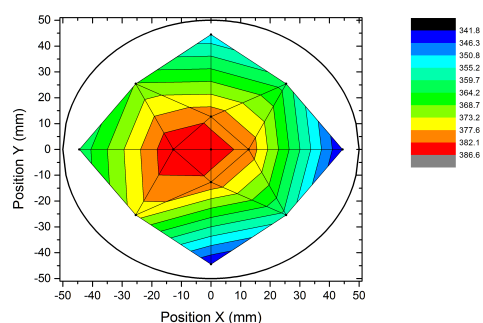
En la tabla 6.7 se muestra los valores medidos de espesor del *wafer* luego del proceso de recocido.

6.2.3. Dopaje y proceso de *drive-in*.

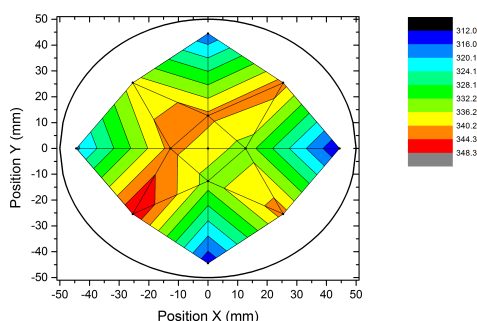
Para dopar las zonas deseadas y lograr las junturas PiN, se utilizó un horno de difusión Horizontal. El mismo consiste en utilizar un horno parecido al de oxidación en el cual se utilizan en ambos extremos targets de fósforo o boro según el tipo de dopaje que se busque, los cuales mediante un ambiente rico en oxígeno y a muy alta



(a) método con PECVD



(b) método de Sputtering



(c) método de Sputtering

Figura 6.11: Espesor de la capa de $\alpha - Si$ obtenidos con los métodos propuestos.

Parámetro	Valor
Flujo CH1 (sccm) (SiH_4)	30
Flujo CH2 (sccm) (N_2)	5
Flujo CH3 (sccm) (CF_4)	0
Flujo CH4 (sccm) (NH_3)	90
Potencia de RF (W)	30
Temperatura ($^{\circ}C$)	300
Presión (mTorr)	900
Velocidad de deposición (nm/min)	10

Tabla 6.6: Receta utilizada para obtener SiN_x .

Posición	Espesor (nm)
centro	284.1
1a	282.1
1b	281.2
1c	277.2
1d	277.8
2a	263.6
2b	255
2c	249.9
3a	251
3b	252.2
3c	249.2
3d	252
U	6.5 %

Tabla 6.7: Espesor de la capa final de SiN_x obtenida.

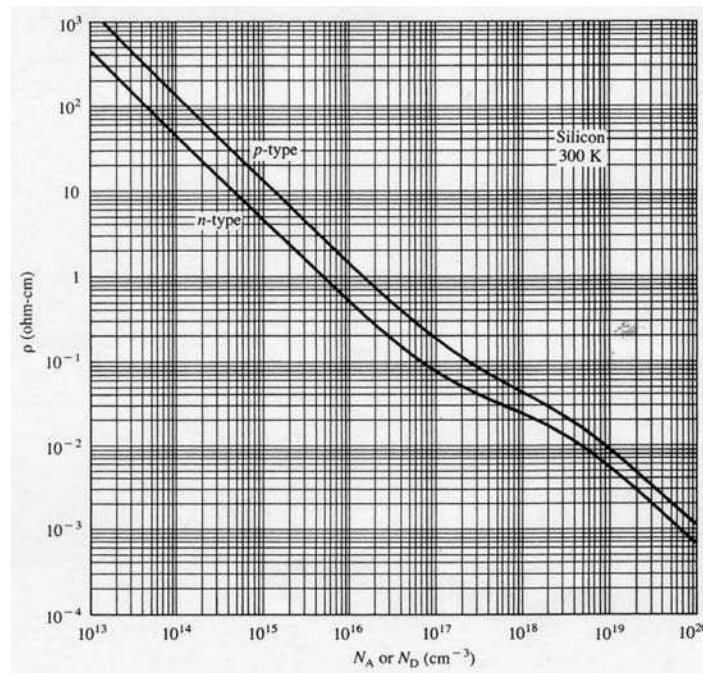


Figura 6.12: Resistividad del material en función del nivel de concentración del dopaje para el Silicio.

temperatura comienzan proceso de difusión. Logrando así la concentración superficial de estos átomos en la superficie del *wafer*.

Para realizar el proceso de dopaje, lo primero a estimar es la concentración que se desea obtener, y en caso de ser necesario la profundidad de penetración de esta concentración (en este trabajo se busca concentración superficial, por lo que el proceso de drive - in no fue considerado). Mediante estos parámetros es posible determinar el tiempo de exposición del *wafer* en el horno. Este proceso se realizó siguiendo un manual de procedimientos del laboratorio.

Para medir el nivel de concentración de impurezas se utilizó el método de resistencia a 4 puntas. Es sabido, que la conductividad de un material está relacionada con la movilidad de los portadores en la superficie, con esto, se puede relacionar la resistividad de una zona del *wafer* con el nivel de concentración de dopaje [55–57]. A partir de la gráfica que se muestra en la figura 6.12 se obtuvo el valor de concentración de las zonas dopadas.

Al momento de la escritura de este trabajo los *wafers* no fueron dopados aún, por lo que no se presentan los datos medidos del mismo.

6.2.4. Capa de cladding superior.

La capa de cladding superior se obtuvo repitiendo el proceso de oxidación térmica propuesto para obtener la capa inferior de óxido, por lo que se siguió el proceso como

se detalla en la tabla 6.1. Como la capa superior de óxido no tiene restricciones en el nivel de uniformidad, la misma no se midió.

6.2.5. Contactos metálicos y calentadores.

Los contactos metálicos como así los calentadores se crecieron en el *wafer* mediante sputtering. Para esto se utilizó un target de aluminio. Mediante una deposición de 5 minutos se obtuvo una capa de 1030 nm aproximadamente, luego mediante un sistema de 4 puntas se determinó la resistividad de estos contactos. Las condiciones a la que se realizó la deposición y los resultados obtenidos se detallan en la tabla 6.8. De igual ma-

Parámetro	Valor
Flujo de Argon (sccm)	65
Potencia de RF (W)	200
Tiempo de deposición (min)	5
Presión (mTorr)	1
Vel. de deposición (Å/min)	27.8
Resistividad (Ωcm)	3.94e-6

Tabla 6.8: Condiciones de obtención y resultados medidos para los contactos metálicos.

nera que con las zonas dopadas, al momento de escritura de este trabajo, los contactos metálicos no estaban listos aún, por lo cual no se presentan resultados al respecto.

6.3. Máscaras diseñadas.

Durante el proceso de fabricación es necesario utilizar litografía óptica, por esto se deben realizar máscaras para las distintas capas, utilizando los esquemas o layouts propuestos para los interruptores basados en MZI de la sección 5. Esta máscara tiene como finalidad el uso académico en el RHIT para la enseñanza en Si-Ph. Para esto, se separó el *wafer* en celdas de 6x7 mm, cada celda contiene las 7 esquemas de modulaciones propuestas en el trabajo. Además, se definió una zona donde se colocaron elementos pasivos para realizar la caracterización de los *wafers* obtenidos. Un esquema de la distribución se muestra en la figura 6.13.

Se debió considerar un acoplador que permitiese confinar la luz desde una fibra óptica para cada celda, dadas las limitaciones en tamaño del proceso de litografía se diseñó para estas máscaras un acoplador de borde con un *taper* lineal adiabático basado en [58]. Como el mismo debe acoplar una fibra SMF al sistema, se consideró como dimensión de entrada al acoplador 80 μm (alrededor de 10 veces el tamaño de una fibra SMF estándar), y como dimensión de salida la geometría de la guía de onda diseñada 2,5 μm . El layout correspondiente al acoplador Entrada/Salida se muestra en la figura

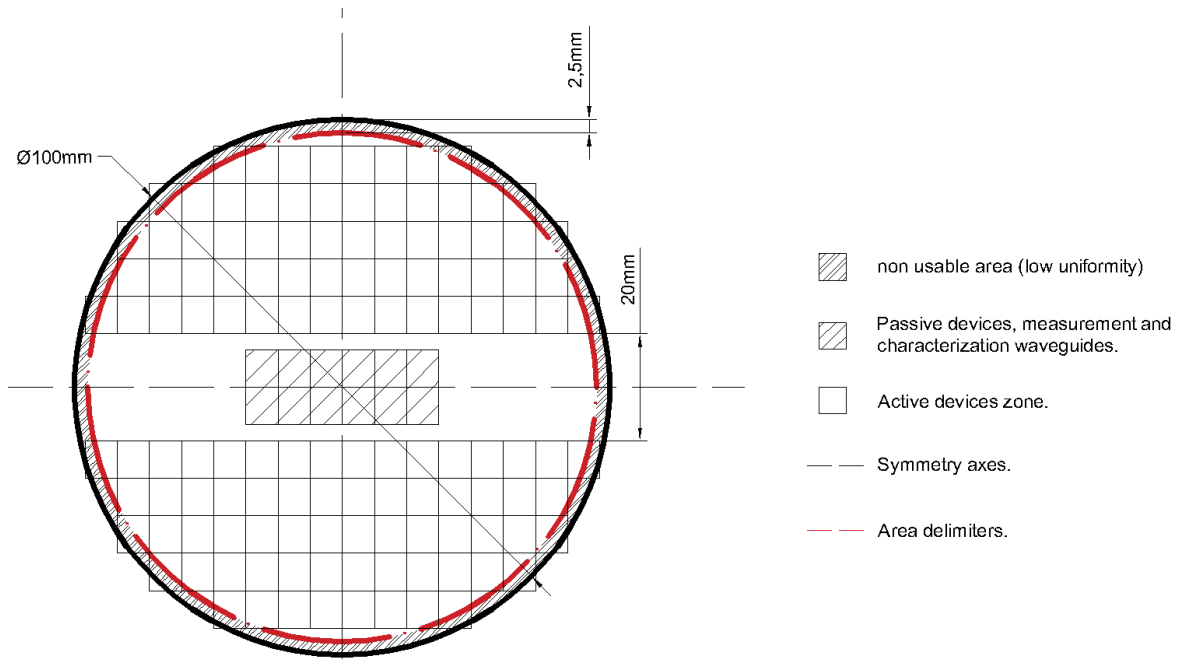


Figura 6.13: Distribución de las celdas en el diseño de las máscaras para litografía.

6.14.

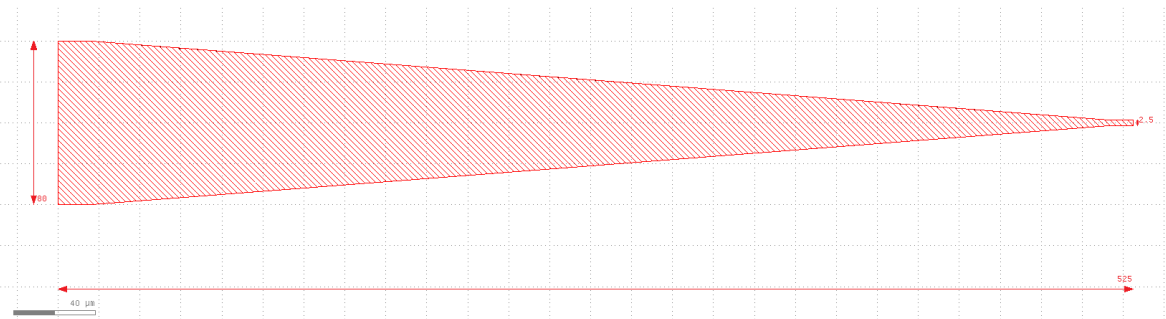


Figura 6.14: Footprint del acoplador utilizado tipo *edge coupler* implementado.

Como se dijo anteriormente, en cada celda se dispusieron 7 switches correspondientes a cada esquema de modulación. Con lo que el diseño de la parte activa se resume en 3 tipos de celdas cada una correspondiente a uno de los diseños de los interruptores del capítulo 5. Para facilitar el trabajo de caracterización, se buscó tener la menor cantidad de E/S por celda, evitando cruces de guías y el uso de múltiples etapas de división de potencia se obtuvo como número mínimo 4 entradas y 4 salidas a cada celda. La distribución típica de utilizada se muestra en la figura 6.15.

Para el diseño de las celdas de caracterización, se consideraron circuitos sencillos en los cuales se tiene una guía de referencia y otra por la cual se agregan curvaturas o un camino mucho más largo de manera de poder obtener los valores característicos de atenuación debido a curvaturas y a propagación del *wafer*. Se implementaron 2 celdas

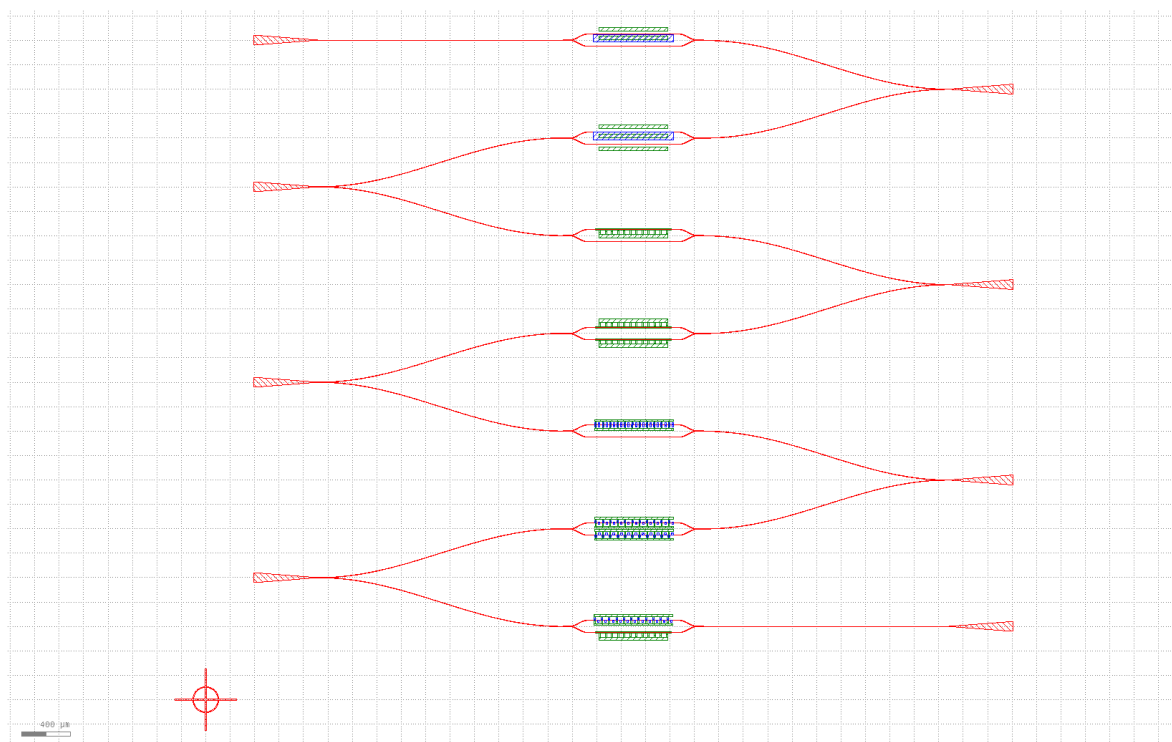


Figura 6.15: Disposición de los dispositivos en una celda.

de caracterización de pérdidas por curvatura, cada una de ellas con 4 circuitos con 9, 15, 30 y 60 curvaturas para un radio de curvatura de $25 \mu m$ y $50 \mu m$.

Mientras que la celda final contiene un circuito para determinar pérdidas por curvaturas con un radio de $100 \mu m$ y un circuito para medir pérdidas por propagación. El layout propuesto para esta zona se muestra en la figura 6.16.

Finalmente, como el objetivo de este diseño fue minimizar los costos de la fabricación, se consideró usar una sola máscara para las zonas de dopaje. Por esto el diseño cuenta con simetría rotacional. Un esquema simplificado de la simetría propuesta se muestra en la figura 6.17.

Finalmente, se obtuvo como layout final el que se muestra en la figura 6.18. Con este diseño propuesto fue posible implementar 128 celdas activas.

6.3.1. Resultados obtenidos.

Luego del diseño, estas máscaras fueron enviadas a fabricar en la empresa *Photo-Sciences* en Torrance, California, Estados Unidos. Las 3 máscaras diseñadas correspondientes a guías de onda, contactos metálicos y zonas de dopaje se realizaron en un sustrato de *Soda Lime* con tolerancia de $0,25 \mu m$ para las guías de onda, $1 \mu m$

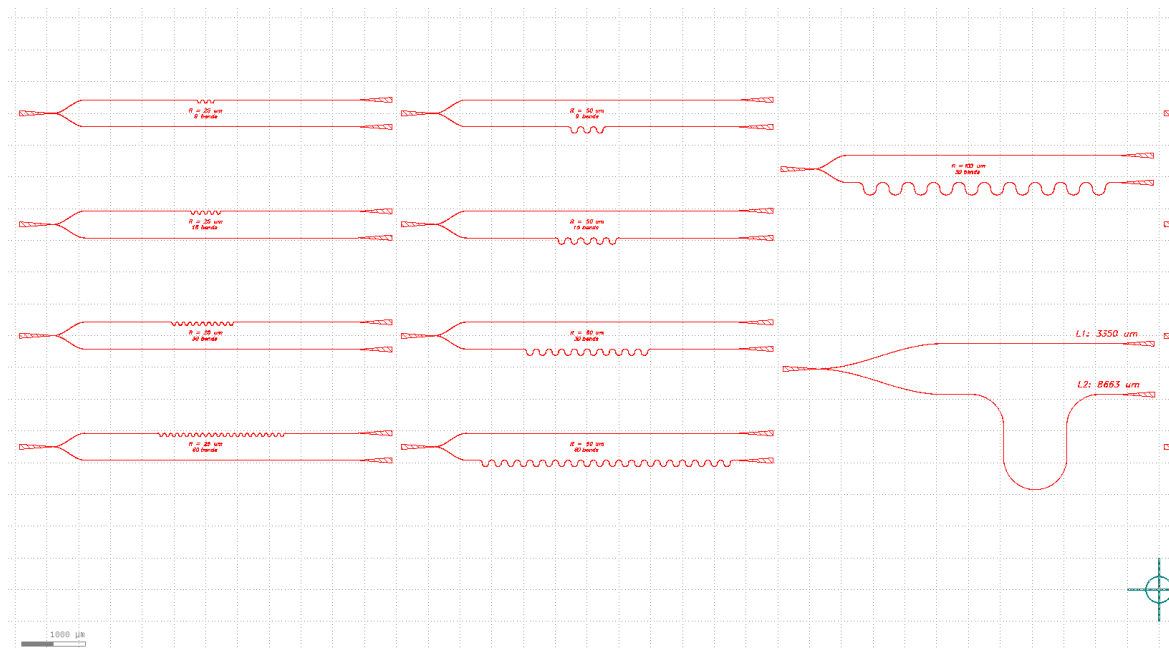


Figura 6.16: *Footprint* de las celdas para testeo de pérdidas por curvatura y pérdidas por propagación.

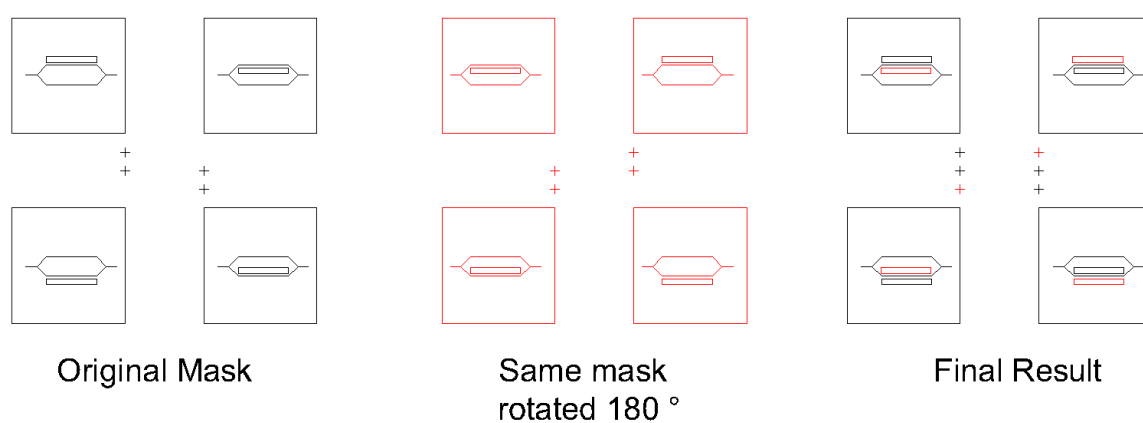


Figura 6.17: Esquema de la simetría rotacional implementada en el diseño.

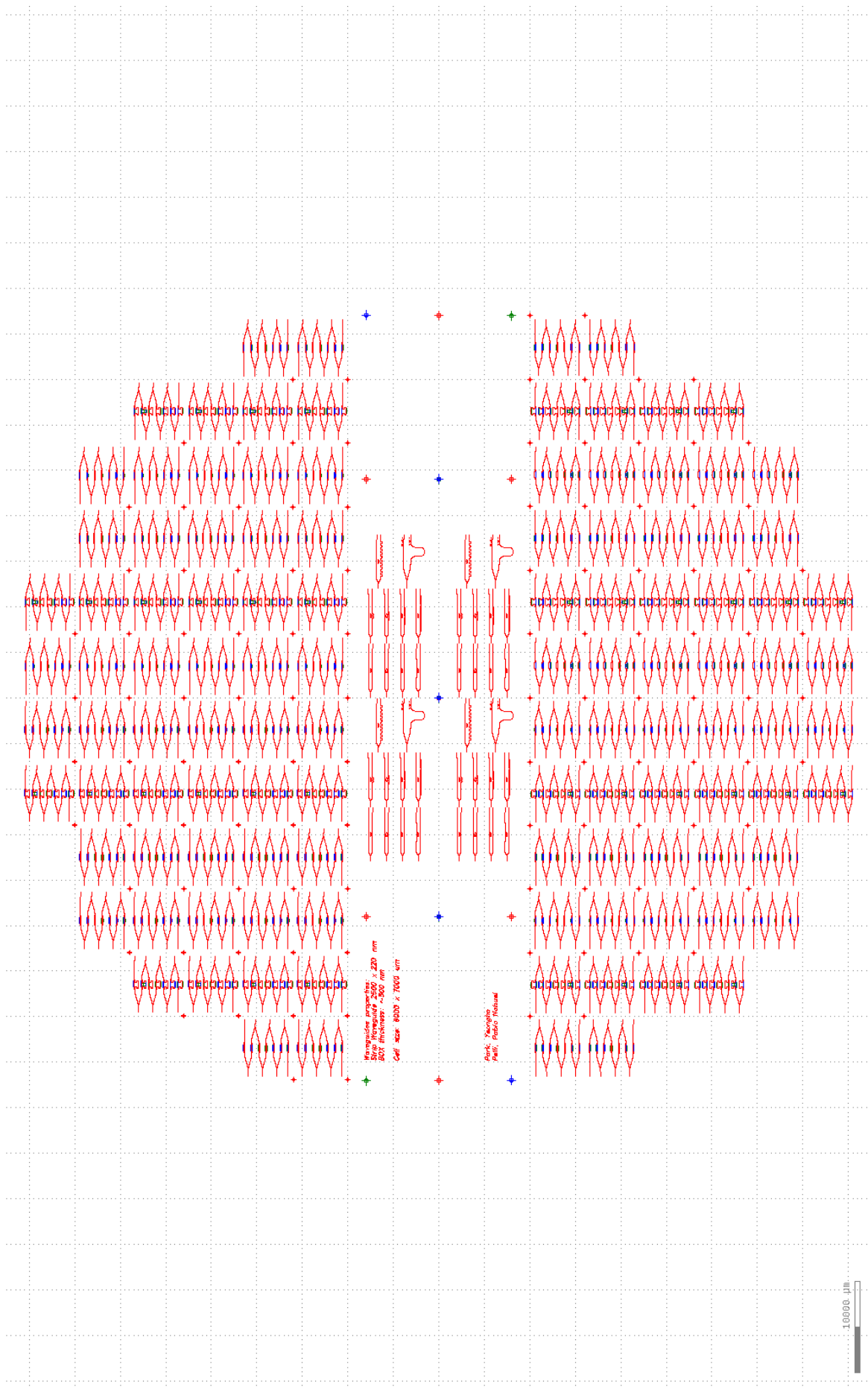
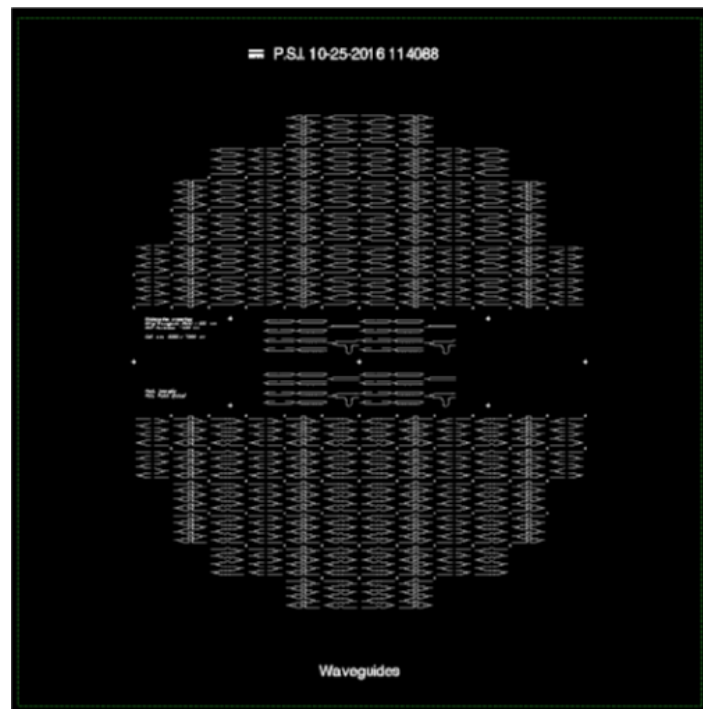
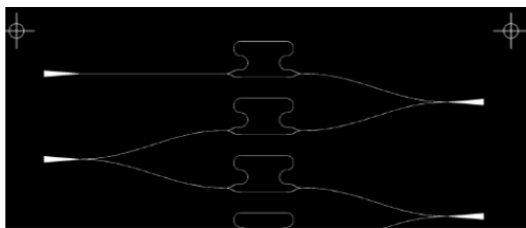


Figura 6.18: Layout final diseñado. En el mismo puede distinguirse la distribución de los dispositivos con sus respectivos contactos metálicos y zonas dopadas.

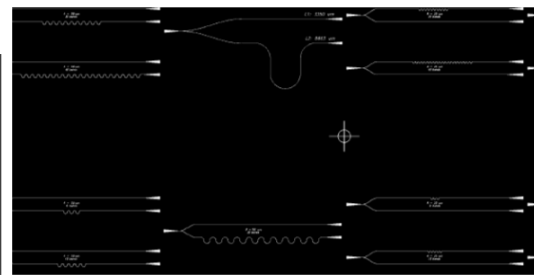
para zonas de dopaje y $2\ \mu\text{m}$ para contactos metálicos. En las figuras 6.19 a 6.21 se muestran las impresiones del diseño final fabricado.



(a)



(b)



(c)

Figura 6.19: Máscara de las guías de onda.

6.4. Enmascarado y proceso de etching.

Para la fabricación de los wafers propuestos, se tiene que se deben utilizar 4 procesos de enmascarado, estos se enumeran a continuación:

1. Máscara de Guías de onda.
2. Máscara para dopaje P.
3. Máscara para dopaje N.
4. Máscara Contactos metálicos y calentadores.

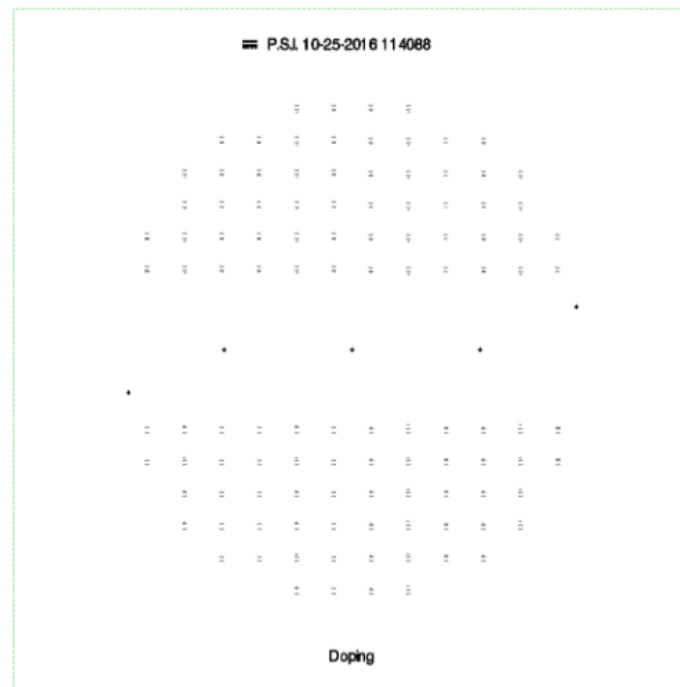


Figura 6.20: Máscara de las zonas de dopaje. Puede notarse en la misma la simetría de rotación propuesta, la cual permite el uso de la misma máscara para ambos dopajes P y N.

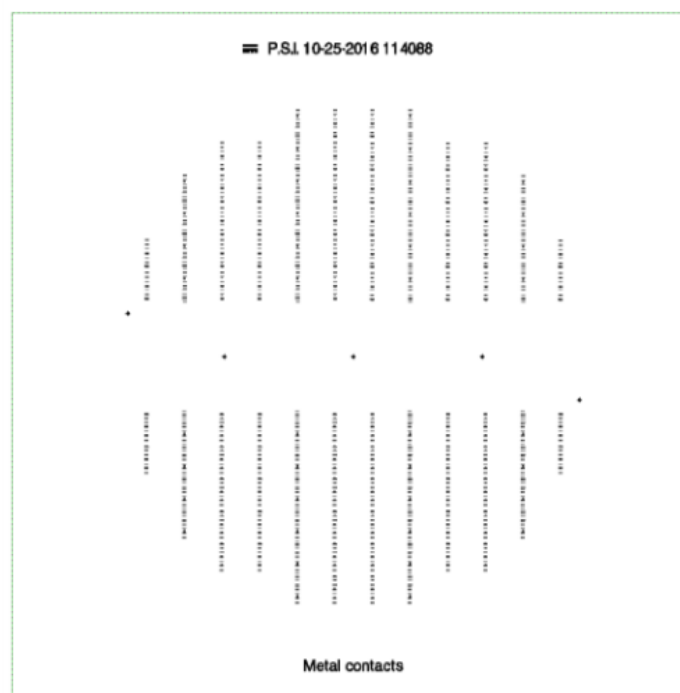


Figura 6.21: Máscara contactos metálicos.

Para los procesos de obtención de las guías de onda y contactos metálicos, se utilizó la foto resina negativa AZ 5214. Para los procesos de enmascarado para las zonas de dopaje se utilizó la foto resina positiva S1818-5. Los datos de estas y los procedimientos recomendados se encuentran en el apéndice C.

Para realizar los procesos de foto litografía se utilizó un alineador de máscaras *SUSS MicroTec MJB4*, el mismo cuenta con una lámpara de mercurio de 350 W en la línea-I (365 nm). La intensidad medida en la zona de exposición fue en promedio de 1.75 mW/cm^2 . El alineador permite trabajar con litografía por contacto duro (*Hard Contact*), contacto suave o bien contacto con vacío. Para este trabajo se utilizó litografía por contacto duro para evitar efectos de difracción. El tiempo de exposición varía para las distintas foto resinas utilizadas, en la tabla 6.9, se muestran los valores utilizados en este trabajo.

	SU1818-5	AZ5214 (Pre exposición)	AZ5214 (Revelado)
Dosis [mJ/cm^2]	80	16	64
Tiempo [s]	7	6	37.5

Tabla 6.9: Tiempos de exposición utilizados en los procesos de litografía.

El tiempo de exposición estimado para esta capa de resina se puede determinar fácilmente como:

$$t_{exp}[s] = \frac{D_{resina}[\frac{\text{mJ}}{\text{cm}^2}]}{I_{lamp}[\frac{\text{mW}}{\text{cm}^2}]} \quad (6.2)$$

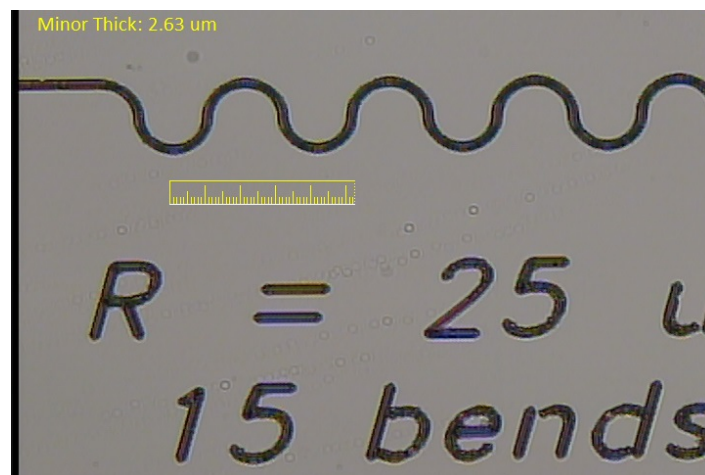
Siguiente al proceso de enmascarado se realizó el proceso de *etching* de cada capa, para esto se utilizaron dos métodos:

- *Dry etch* con XeF_2 .
- *wet etch* con HF .

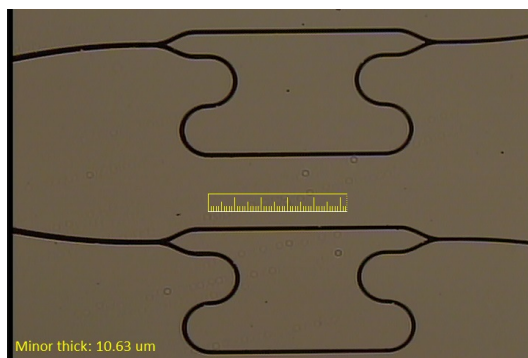
Se debió considerar dos procesos distintos de *etching* debido a que las capas de $\alpha - \text{Si}$ solo pueden ser ‘comidas’ con XeF_2 con el equipamiento del laboratorio disponible, mientras que para las capas de SiN o SiO_2 fue posible realizar el proceso con HF .

Se muestra en la figura 6.22 el resultado obtenido luego del proceso de enmascarado y *etching* de la capa de guías de onda. En la misma se observan el resultado a primera inspección visual e imágenes obtenidas con microscopio.

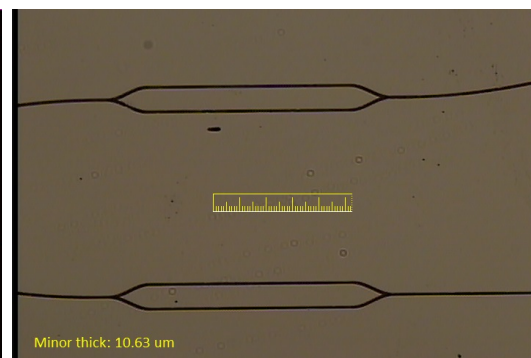
Quizás uno de los procesos más importantes en este trabajo es el de alineación de las máscaras. Esto es así debido a las distancias que se encuentran las zonas dopadas de las guías de onda y el tamaño de las mismas.



(a)



(b)



(c)

Figura 6.22: Guías de onda obtenidas post enmascarado y proceso de etching.

Por esto, se implementan varias marcas de alineación en las distintas capas. Con estas es posible realizar este proceso para asegurar así una buena calidad del *wafer*. Puede observarse en la figura 6.23, ejemplos de marcas de alineación en la máscara y el proceso de alineado.

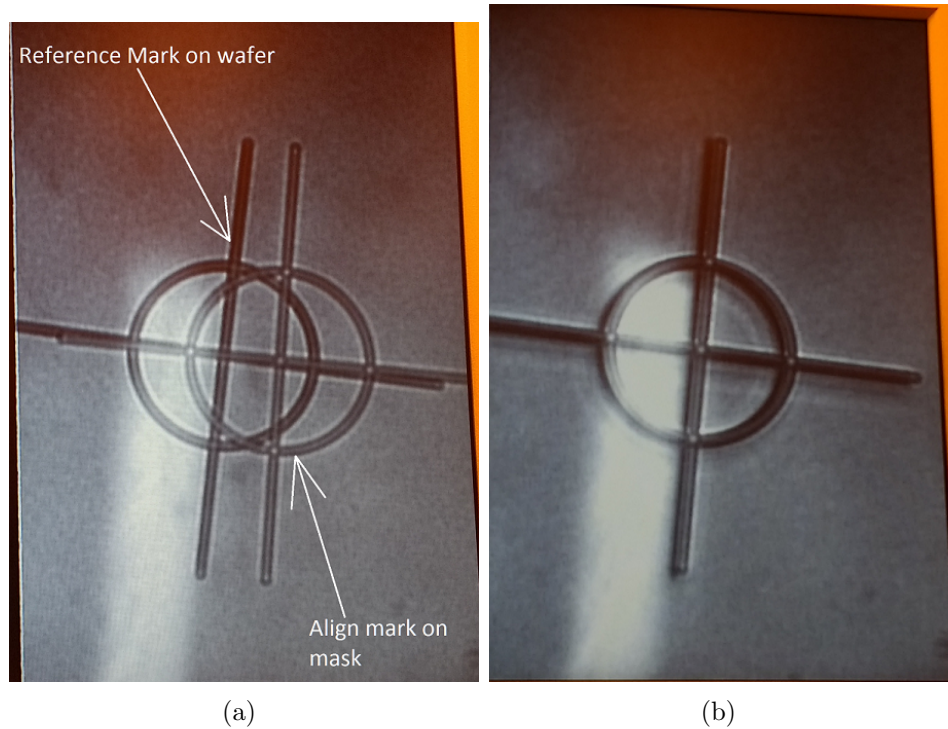


Figura 6.23: Alineación de máscara con el diseño en el *wafer*. (a) Etapa de alineación, (b) máscara alineada en dos puntos.

Luego de estos procesos se obtuvo un *wafer* como el que se muestra en la figura 6.24. Esta foto se tomó previo a la deposición de contactos metálicos, los cuales no se muestran en este trabajo dado que aún se está trabajando con los mismos.

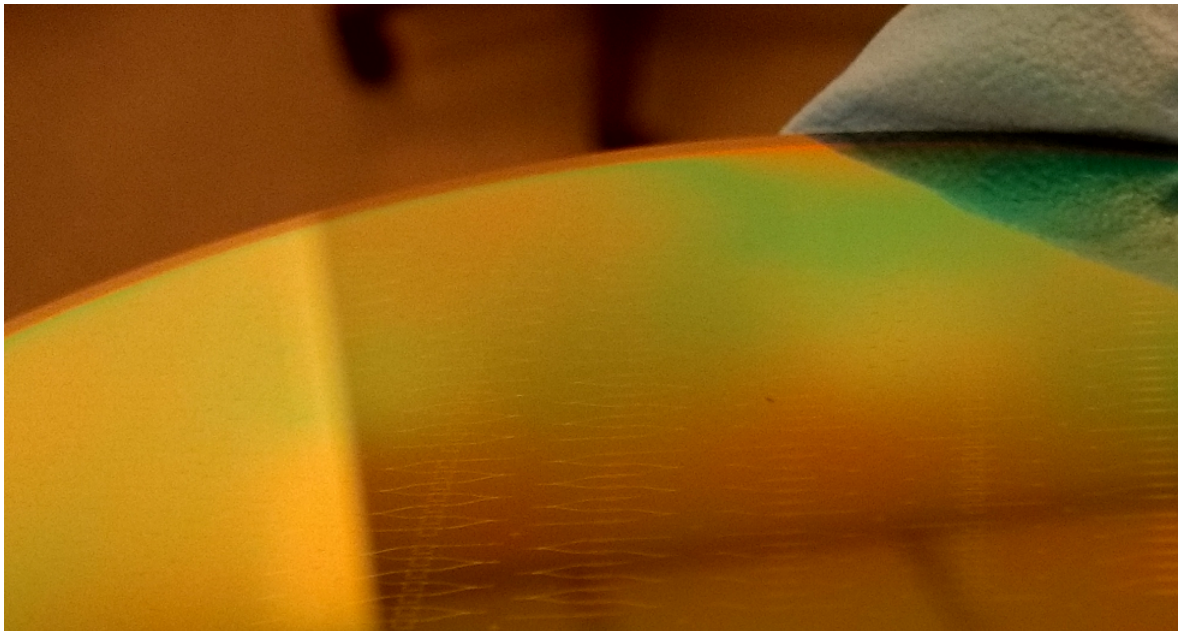


Figura 6.24: Guías obtenidas sin contactos metálicos.

Capítulo 7

Conclusiones y trabajo a futuro.

A lo largo de este trabajo se analizaron los bloques primitivos característicos presentes en gran variedad de dispositivos fotónicos. A partir de los fundamentos teóricos tanto matemáticos como físicos que describen el funcionamiento de los mismos, se presentan las ecuaciones de diseño que permiten a partir de los requerimientos determinar las características físicas de estos bloques.

Además se trató como a partir de transformaciones sencillas es posible trabajar con teoría de filtros digitales. Se puede observar en los ejemplos desarrollados como las pérdidas asociadas son casi despreciables respecto a las obtenidas con otras tecnologías, demostrando así una de las grandes ventajas de dispositivos basados en SOI o PLC.

Se demuestra también que sin necesidad de mayor optimización, los tamaños característicos que se manejan con esta tecnología son pequeños en comparación a los demás.

Como se dijo oportunamente, el trabajo presentado busca ser una guía para futuros trabajos, facilitando y resumiendo la teoría de funcionamiento de los dispositivos básicos. Permitiendo a quién continúe esta línea de investigación poder trabajar con dispositivos mucho más complejos en un menor tiempo de estudio de los mismos.

Se diseñó y fabricó para este trabajo máscaras para la fabricación de un wafer de SOI de 4" de diámetro para el uso didáctico en cursos de Silicon Photonics y afines. El uso de estas máscaras con el método de fabricación de SOI propuesto permiten el contacto de alumnos con materiales y tecnologías comerciales de una manera accesible.

Se propone como trabajo a futuro el análisis en profundidad y el estudio de las herramientas de síntesis de filtros o elementos ópticos a partir de la teoría de filtros conocida. Como así también una profundización en los esquemas y métodos de modulación para estas tecnologías fotónicas. Esto permitirá el diseño de chips funcionales,

planificando la optimización necesaria para implementar el método de fabricación propuesto en este trabajo en laboratorios nacionales.

Otro de los puntos a estudiar y analizar, es un juego de reglas de diseño para implementar un DRC compatible con tecnología CMOS para verificación de diseños. De esta manera puede lograrse una estandarización de los futuros diseños propuestos, no solo en la parte de diseño de circuitos ópticos si no además la integración con sus sistemas electrónicos correspondientes. Este punto a ojos de quien suscribe es crítico para la fabricación de dispositivos de calidad y económicos con carácter nacional.

Por la parte de fabricación y caracterización de los dispositivos realizada en EE UU, se continua trabajando en colaboración con el RHIT en la optimización y el calibrado del esquema experimental propuesto. Éste se pensó como un banco fijo para caracterización de dispositivos fotónicos para el uso académico en dicho instituto.

Se propone además el estudio y diseño de componentes de entrada/salida para acoplar la luz de una fibra óptica hacia el circuito diseñado de manera más eficiente que la implementada.

En resumen, en el desarrollo de este trabajo se pudo realizar casi por completo el proceso de diseño real de un dispositivo. A partir del modelo teórico y simulaciones considerar los primeros bocetos de diseño real. Para luego realizar el proceso de optimización debido a los requerimientos o condiciones externas puestas por limitaciones de fabricante o técnicas utilizadas. Concluyendo con la fabricación del mismo. El proceso de caracterización si bien fue planteado, no pudo terminarse en tiempo y forma por falta de tiempo.

Apéndice A

Guía de procedimiento para fabricación de wafers de SOI.

Long title: Silicon on Insulator Wafer Fabrication Procedure

Short title: SOI fabrication

Revision number: 1

Date created: 1/11/2016

Author: Pelli Pablo Nahuel

Tool: PECVD, Sputtering machine, MJB4 mask aligner

Expected result: Good SOI similar wafers

The designed mask has the pattern of tree types of Mach Zehnder Interferometer (MZI):

- A balanced MZI Normally Closed switch (NC).
- An unbalanced NC MZI.
- An unbalanced Normally open (NO) MZI.

All of them are based on two Y-Junctions with an angle of 18° . These devices are designed to work with a strip waveguide $2.5 \times 0.22 \mu\text{m}$. Fig 1 shows the waveguide cross-section. In Fig 2 is showed the footprints of each MZI with the important dimensions.

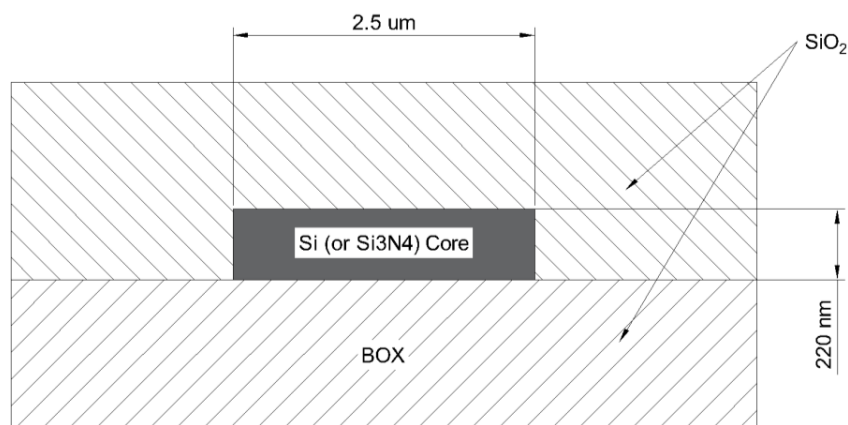


Figure 1. Waveguide cross-section dimensions

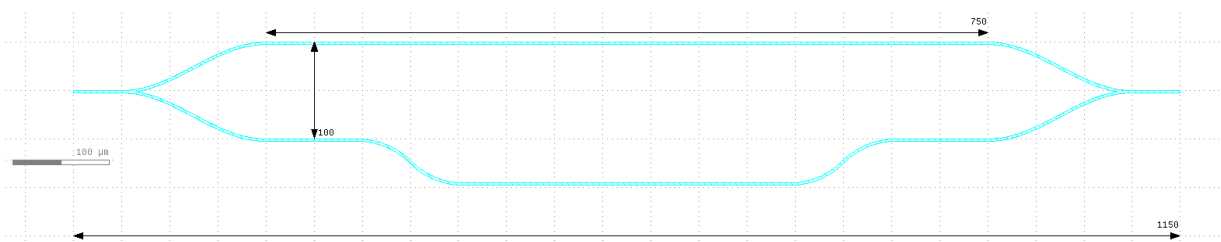


Figure 2. MZI principal dimensions

Each MZI has 7 different kinds of modulation available to use:

- Active zone with P-N junctions:
 - o Single drive large P-N slab on one branch.
 - o Dual drive balanced P-N slab on two branches (Common node for the two branches).
 - o Single drive P-N dots array.

- Dual drive P-N dots array.
- Active zone with heaters:
 - Single Drive Heater.
 - Dual Drive Heater.
- Mixed Active zone:
 - One branch with heaters the other with P-N dots array.

Fig 3 shows the different types of modulation and the scheme.

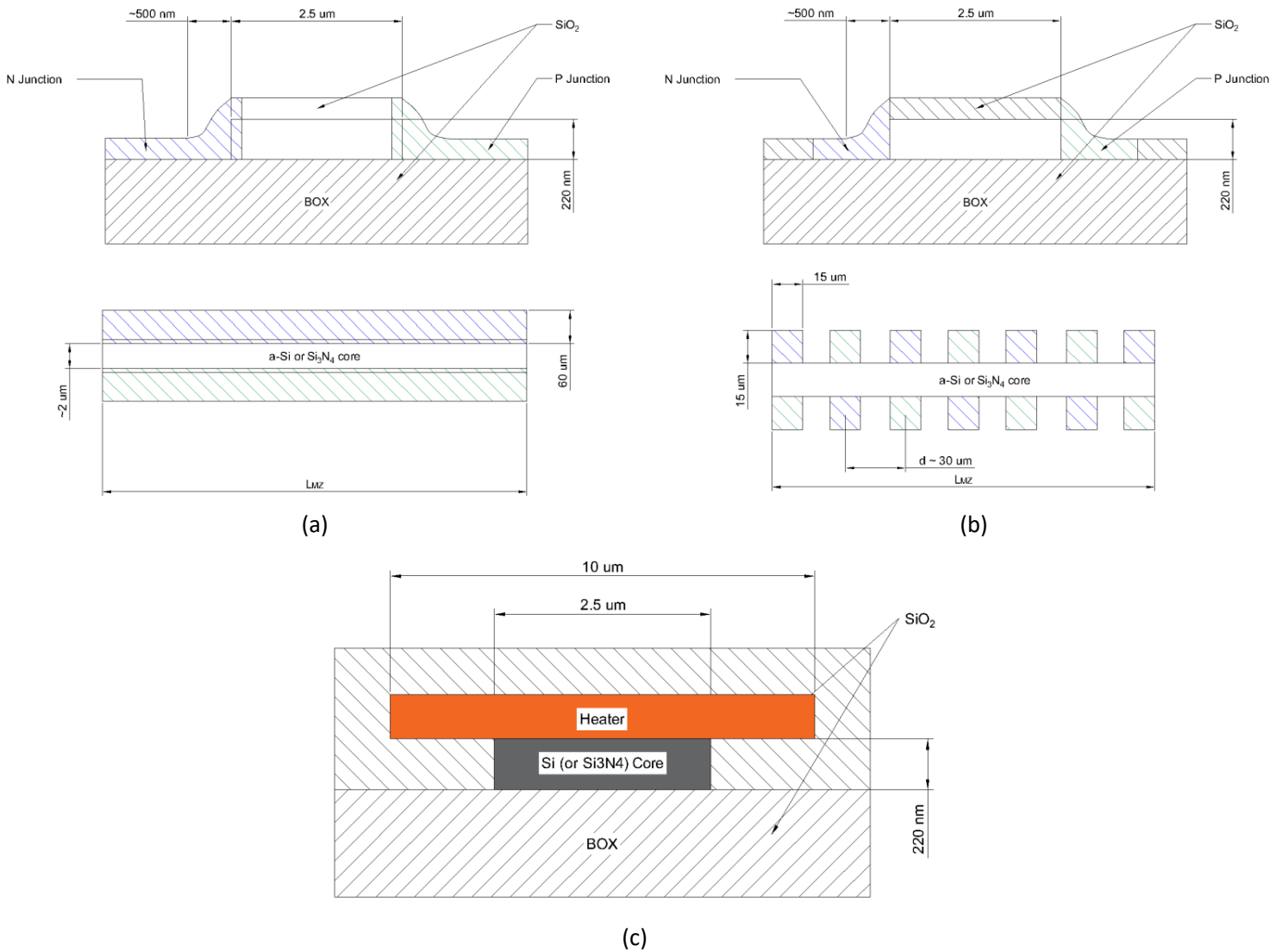


Figure 3. Types of modulations implemented on the mask designed. PiN junction based (a) and (b), and thermo-optic based (c).

In the wafer, the devices are arranged as Units Cells (UC), each UC has 4 Inputs and 4 outputs and a size of 7x6 (mm). In every UC are arranged 7 MZI, each UC input connect to 2 devices at the same time, the same on the outputs. Fig 4 shows the footprint of a UC.

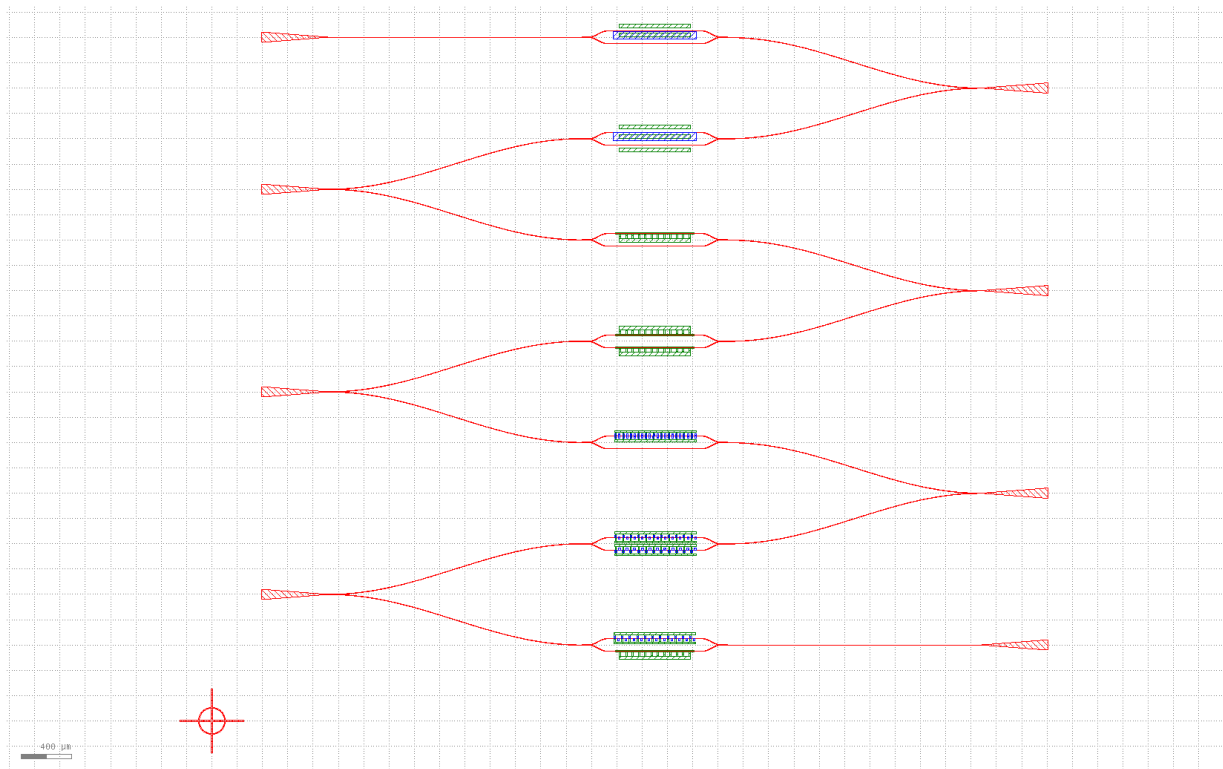


Figure 4. Unit Cell footprint.

As the mask for P junctions is the same for N junctions (a rotational symmetry was considered for the design), the distribution on the wafer is mirrored around the Y axis, the schematic arrangement is showed in fig 5. Finally, in the wafer enters around 24 UC of each type of MZI.

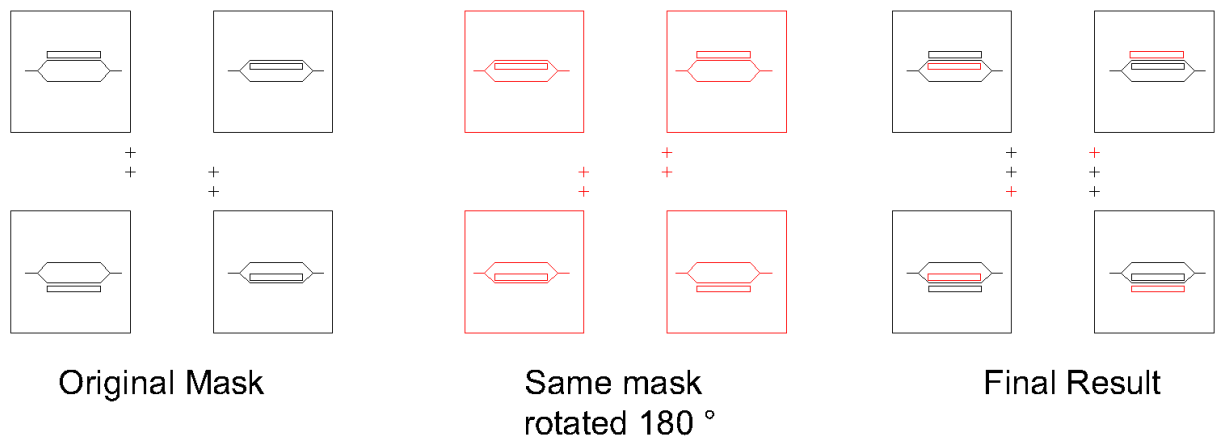


Figure 5. Symmetries on the wafer distribution

To fabricate a wafer, the steps to follow are (the clean & safety steps are neglected from these list, available procedure manual for each machine must be used):

1. Select the type of MZI to use. (Balanced NO, Unbalanced NO, Unbalanced NC).
2. Select the type of modulation.
3. Select an UC from the wafer, each UC has an align mark to facilitate the separation between UC's.
4. **Deep clean**: to prepare the wafer for oxidation process, the wafer must be cleaned with acetone and methanol to rinse off any dust particle.
5. **BOX layer**, Thermal oxidation must be used (this process achieves better uniformity than the PECVD film). The conditions and steps used are represented in Table 1. Fig 6 shows the thickness and uniformity obtained with this process.

Step	Type	Conditions			Time (min)
		T (°C)	O2	N2	
1	Wet	1000	12		90
2	Wet	1000	12		90
3	Dry	1000	10		210
4	Wet	1000	10	3.5	40

Table 1. Oxidation steps for BOX layer

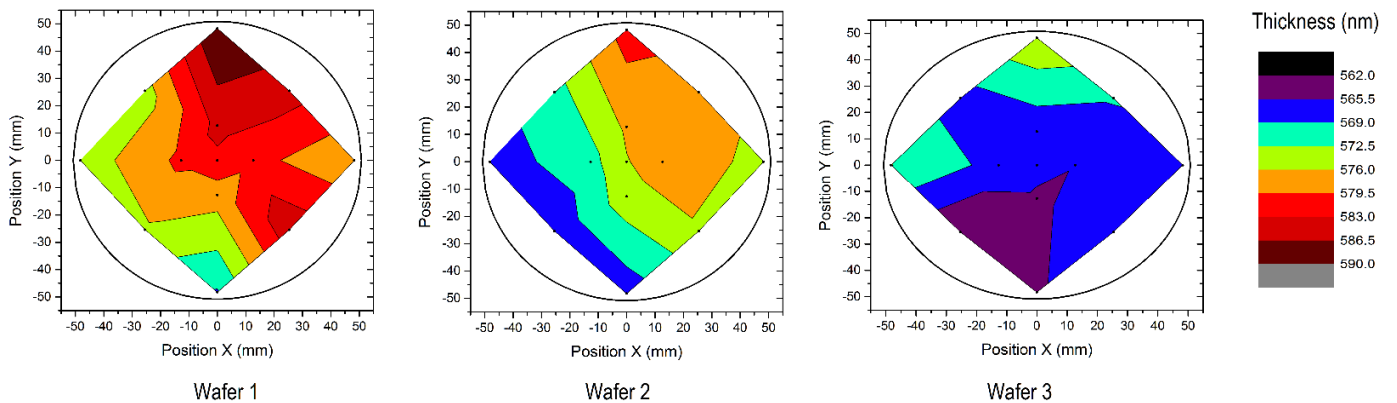


Figure 6. SiO₂ thickness distribution on the wafer

6. **Annealing (OPTIONAL)**: if it's desired, anneal process can be used to relief the stress on the wafer, this process has not showed several differences on uniformity.
7. Repeat the clean process to prepare wafer for PECVD machine.
8. **Core layer**, In the PECVD machine software load the recipe showed on table 2 or search for the used recipe *aSi-300-120m-900torr.rcp*. If sputter machine is used the used recipe is on table 3.

Parameter	Value
SiH ₄ flow rate	90 (sccm)
Ar flow rate	15 (sccm)
RF power	35 (W)
Temperature	300 (°C)
Deposition Rate	~2.5 (nm/min)
Deposition time	100 min (250 nm)

Table 2. PECVD recipe for α - Si

Parameter	Value
Ar flow rate	50 (sccm)
DC power	250 (W)
Deposition rate	~24 (nm/min)
Deposition time	~15 (min)

Table 3. Sputtering recipe for α - Si

After several tests, sputtered a-Si has shown better results and uniformity than PECVD a-Si. 1.8% to 2% uniformity has been achieved without major effort with sputtering.

If it's desired to obtain a nitride core, it's possible to use the recipe available in the procedure manual for the PECVD machine.

For both core materials, an annealing process it's recommended after the deposition. The annealing time must not be longer than 30 minute and the temperature not higher than 450 °C. Several tests have shown that this process improves the uniformity on the edges of the wafer.

9. **Engraving the waveguides pattern.** The first mask to use must be the waveguides layer, this mask is designed to use negative photoresist.
AZ 5214E neg. photoresist must be used for this procedure. The coating must have a thickness not higher than 2 (μm).
The alignment between wafer and mask is not critical in this step.
The flood exposure time it's estimated to be 36 seconds. These values **need to be verified** before exposure. Under or over exposure leads to change on effective index of the waveguide i.e. the MZI would work different.
It has been verified that 36-37 secs flood exposure and a 60 secs development achieves good resolution on the waveguides.
The steps to obtain a 1.6 (μm) coat and exposure procedure are in Table 4.
10. **Etch waveguides pattern and clean wafer.** To etch the waveguides pattern, XeF₂ wet etch must be used. Tested program for Sputtered wafer was 3 Cycles 30 sec/cycle. (etch rate of a-Si $\sim 270 [\mu m/min]$).
11. **Doping zones pattern P zones.** After the cleaning process, for the doping zones positive photoresist S1818-5 must be used. Using the aligners in the mask, it's critical for this wafer to get a good alignment. Central alignment marks must be used for this, fig 8 shows the ubication of this marks.
12. **Doping the P zones.** In this step, it's needed the use of the doping furnace. Procedure manual must be followed here to calculate and decide the doping level.
13. **N zones doping pattern.** As the design has a rotation symmetry, to engrave the N zones pattern in the wafer, it's only necessary to rotate 180° the doping zones mask and repeat the process of step 11 and 12.
14. **Clean wafer and remove any vestige of photoresist.**
15. **Deposit cladding layer / oxide.** Idem step 5.
16. **Pattern for metal contacts**
To get the position of metal contacts, positive photoresist must be used. Using photoresist S1818-5 follow process on table 4, only changing the exposure time to get an underexposure to facilitate the lift-off process.
17. **Etch oxide.**
To get metal contacts right above the pn junction, the oxide layer is etched by using HF. The expected time of etching is around 7 min.

18. Deposit metal layer.

Sputtering process is used to deposit metal layer, setting the Aluminium target. The process conditions are in table 4.

<i>Parameter</i>	Value
<i>Ar flow rate</i>	60 (sccm)
<i>DC power</i>	500 (W)
<i>Deposition Rate</i>	~25 (nm/min)
<i>Deposition time</i>	40 min (~1 μ m)

Table 4. PECVD recipe for α – Si

19. Lift-off process.

20. Cut wafer.

Photoresist coating:

- AZ 5214E IR (1.6 μm) coat)

Step No	Description	Conditions
1	Dehydrate and wafer cleaning	Dry - 5 min @ 110 °C and HMDS - 10 min @ 120 °C
2	Spinning Process	30 sec @ 2000 rpm – HMDS dryer
3		40 sec @ 3250 rpm – AZ 5214E
4	Soft Bake	4 min @ 90 °C- Hot plate
5	Pre-Exposure	16 $[\text{mJ}/\text{cm}^2]$ (~10 sec @ 1.75 $[\text{mW}/\text{cm}^2]$)
6	Reversal Bake	(Most critical step) 2 min @ 120° C
7	Flood Exposure	60 $[\text{mJ}/\text{cm}^2]$ (~37 sec @ 1.75 $[\text{mW}/\text{cm}^2]$) or ~10 sec @ 10.63 $[\text{mW}/\text{cm}^2]$
8	Developing	~ 1 min with MF319
9	Rinse	1 min with DI H2O
10	Drying	Dry with N2
11	Hard Bake	50 sec @ 120 °C – Hot plate

Table 5. Coating process for the photoresist AZ 5214E

- SU 1818-5 (2.5 μm) coat)

Step No	Description	Conditions
1	Dehydrate and wafer cleaning	5 min @ 115 °C 10 min @ 120 °C
2	Spinning Process	30 sec @ 2000 rpm – HMDS dryer
3		30 sec @ 2000 rpm – S1818 Phr.
4	Soft Bake	30 min @ 90 °C on Hot plate
5	Exposure	10 $[\text{mJ}/\text{cm}^2]$ (~6 sec @ 1.75 $[\text{mW}/\text{cm}^2]$)
6	Developing	40 Sec or until clear – MF-319
7	Rinse	1 min with DI H2O
8	Drying	Dry with N2
9	Hard Bake	5 sec @ 120 °C on Hot plate

Table 6. Coating process for photoresist S1818-5

Apéndice B

Manual de procedimiento máquina de CVD.

Long title: Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition – Standard Operating Procedure

Short title: PECVD – SOP

Revision number: 1

Date created: 9/23/2016

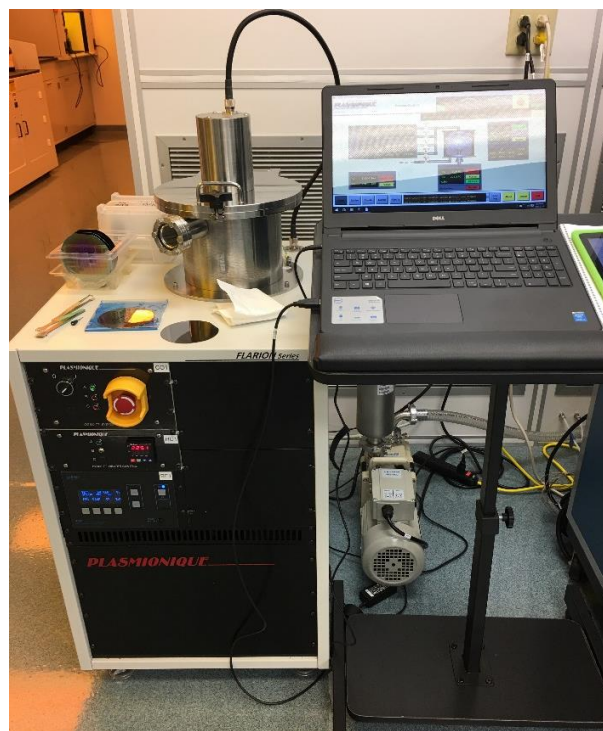
Author: Kayla Storie

Tool: PECVD

Expected result: Deposition of quality Silicon Nitride and Silicon Oxide Films.

Method: PECVD

Attachments: Nitride, Oxide and Cleaning Processes.



PECVD SOP
System Familiarity Diagrams

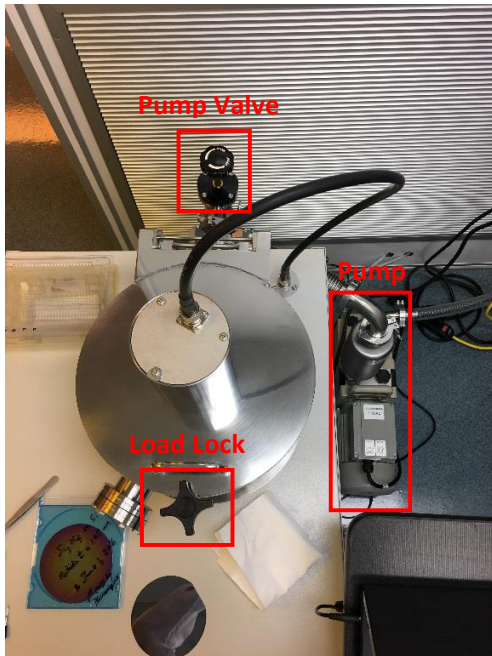


Fig. 1 – Top view of the PECVD System

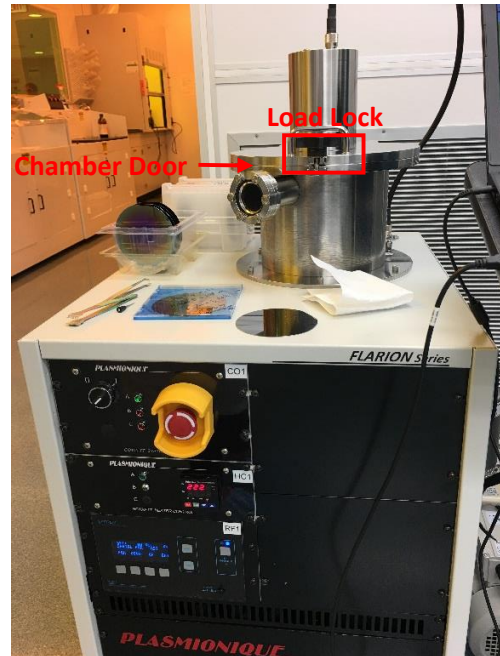


Fig. 2 – Front View of the PECVD System

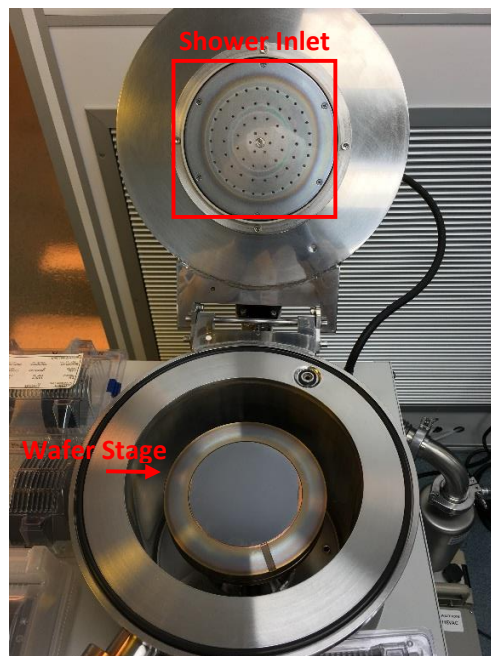


Fig. 3 – Chamber Interior



Fig. 4 – Gas bottles inside the chase

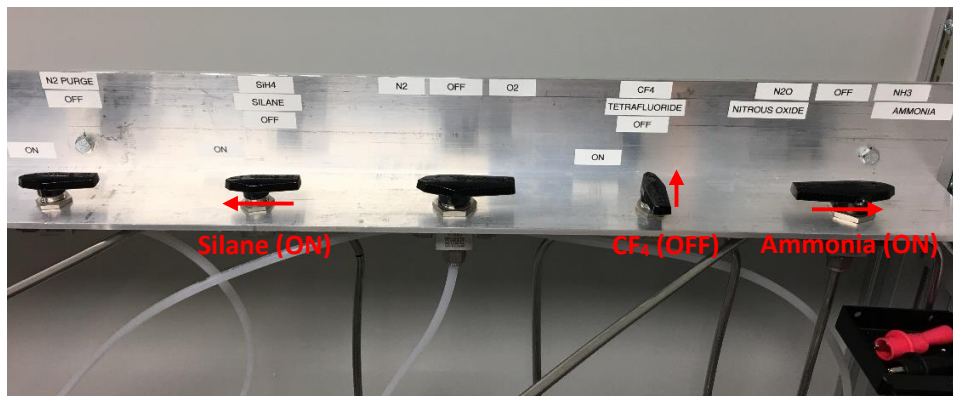


Fig. 5 – Gas ON/OFF and three-way valves as seen in Fig. 4

PECVD SOP
General Operating Instructions

1. Description

The Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition System (PECVD) is a FLARION Series chemical vapor deposition system by Plasmionique Inc. that utilizes a plasma to control deposition and quality of thin films. Films are grown by pumping small amounts of gaseous reactants into the chamber where a plasma is held at a specific power. Film thickness increases with increased deposition time, but film thickness and quality also depend on user controls such as substrate temperature, plasma power, and reactant chemistry.

2. Safety

- a. The system may be run at temperatures up to 300°C. While there are no locks on the system preventing chamber opening while the system is hot, samples should not be loaded or unloaded at temperatures above 100°C.
- b. Unless given explicit permission by the lab manager, students should not handle gas bottles or valves in the manifold. The lab manager should be contacted by noon the previous day for gas bottles and valves in the manifold to be turned opened.
- c. Always run an inert gas (nitrogen) along with other reactants wherever possible to ensure the system exhaust is largely inert.
- d. Caution: This system produces an RF plasma of up to 150W power.

3. Available Chemicals

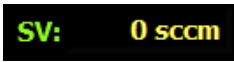

Silane 1%, Nitrogen (SiH ₄).....	Channel 1
Oxygen (O ₂).....	Channel 2
Nitrogen (N ₂).....	Channel 2
Carbon Tetrafluoride (CF ₄).....	Channel 3
Ammonia (NH ₃).....	Channel 4
Nitrous Oxide (N ₂ O).....	Channel 4

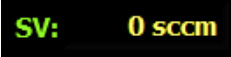

4. Operating Instructions

a. LOGGING ON

- i. Username: Admin, Password: Plasma1

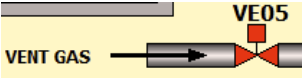
b. PURGING THE LINES – Lines should always be purged before running a process. The ONLY exception is for multiple processes run in succession on the same day by the same user utilizing the same gasses.

- i. Ensure Nitrogen bottle is open and the valve switched to 'ON'.
- ii. Ensure bottles of chemicals to be purged are closed and their valves are switched to 'OFF'.
- iii. Ensure pump is on and pump valve is open.
- iv. Change  to 20 sccm and open  by clicking the square for all lines you wish to purge and 50 sccm for Nitrogen (channel 2).
- v. Allow process to run for 5 minutes.

- vi. For all lines except Nitrogen, change  to 0 sccm and close .

c. LOADING A SAMPLE


- i. Ensure pump valve is closed.
- ii. Ensure Nitrogen bottle is open and 'N2 VALVE' is on inside the chase.
- iii. Unscrew Load Lock.

- iv. Open  from the  screen by clicking the square under "VE05".

- v. Once chamber door can be opened, close the vent gas valve.
- vi. Wipe shower inlet with acetone to prevent flaking during deposition.
- vii. Place wafer face-up onto the stage.
- viii. Close chamber and screw down the Load Lock.
- ix. Ensure pump is on.
- x. Open pump valve, allow chamber to pump down.



d. CALIBRATING MFC – When switching the gas used in channels 2 and 4, the MFC must be reset to allow for correct monitoring of gas flow rate.

- i. Purge the lines as instructed in section b.

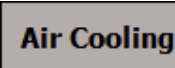
- ii. From the  screen, select "MFC Config"
- iii. Choose the channel you wish to configure from the left.
- iv. Choose the gas you wish to use from the drop down menu on the bottom, NOT the drop down menu for the calibrated gas (O₂ for Oxygen, N₂ for Nitrogen, N₂ for Ammonia, N₂O for Nitrous Oxide).

e. RUNNING A PROCESS

- i. Ensure pump is on and pump valve is open.
- ii. Ensure chemical bottles necessary for the process are open, and their valves switched to 'ON' or to the chemical desired.

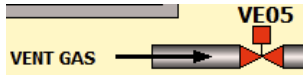

- iii. From the  screen, edit the process you wish to run using the  button.
- iv. From the Recipe Editor Screen, steps may be added or removed, parameters for individual steps may be changed and previously saved recipes may be loaded.

- v. Click the  button to begin the recipe.

- vi. During the Cool Down step of a process, enable  to expedite the cooling process.
- vii. DO NOT unload the sample or open the chamber until substrate temperature 'PV' is below 100°C.



f. UNLOADING A SAMPLE

- i. Ensure pump valve is closed.
- ii. Ensure Nitrogen bottle is open and 'N2 VALVE' is on inside the chase.
- iii. Unscrew Load Lock.

- iv. Open  from the  screen by clicking the square under "VE05".
- v. Once chamber door can be opened, close the vent gas valve.
- vi. Remove Sample.
- vii. Close chamber and screw down the Load Lock.
- viii. Ensure pump is on.
- ix. Open pump valve, allow chamber to pump down.

g. CLEANING THE CHAMBER - Because gasses are pumped into the system from the top of the chamber, regular chamber cleaning is absolutely necessary to prevent flaking from the shower inlet onto the sample. Cleaning should be performed AT LEAST every 5-7 runs or when rings are visible around the shower inlet.

- i. Ensure that the chamber is empty and that all samples have been removed.
- ii. Ensure that CF₄ and Oxygen bottles are open and valves are switched to 'ON'.

- iii. From the  screen, click the  button and load the standard cleaning process from previously saved recipes.

- iv. Click the  button to begin the recipe.

Apéndice C

Hojas de datos.

C.1. Foto resinas utilizadas.



MICROPOSIT® S1800® SERIES PHOTO RESISTS

MICROPOSIT S1800 SERIES PHOTO RESISTS are positive photoresist systems engineered to satisfy the microelectronics industry's requirements for advanced IC device fabrication. The system has been engineered using a toxicologically safer alternative casting solvent to the ethylene glycol derived ether acetates. The dyed photoresist versions are recommended to minimize notching and maintain linewidth control when processing on highly reflective substrates.

MICROPOSIT S1800 SERIES PHOTO RESISTS FEATURE:

Product Assurance

- Lot-to-lot consistency through state-of-the-art physical, chemical and functional testing
- Filtered to 0.2 μm absolute

Coating Properties

- ¹Cellosolve® Acetate and xylene free
- Striation-free coatings
- Excellent adhesion
- Excellent coating uniformity
- A variety of standard viscosities are available for single-layer processing

Exposure Properties

- Optimized for G-Line exposure
- Effective for broad-band exposure
- Reflective notch and linewidth control using dyed versions

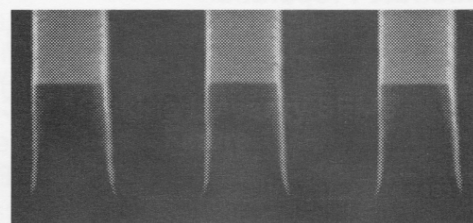
Develop Properties

- Optimized for use with the MICROPOSIT® MF®-319 Metal-Ion-Free DEVELOPER family
- Compatible with Metal-Ion-Bearing MICROPOSIT DEVELOPERS

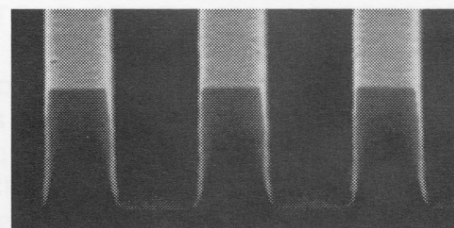
Removal Property

- Residue-free photoresist removal using standard MICROPOSIT REMOVERS

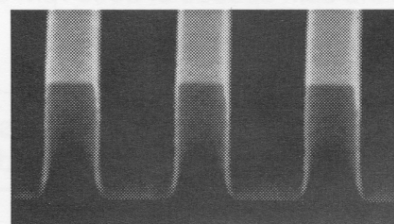
High Resolution Process Parameters (Refer to Figure 1)	
Substrate:	Polysilicon
Photoresist:	MICROPOSIT® S1813® PHOTO RESIST
Coat:	12,300Å
Softbake:	115°C/60 sec. Hotplate
Exposure:	Nikon 1505 G6E, G-Line (0.54 NA), 150 mJ/cm ²
Develop:	MICROPOSIT® MF®-321 DEVELOPER 15 + 50 sec. Double Spray Puddle (DSP) @ 21°C



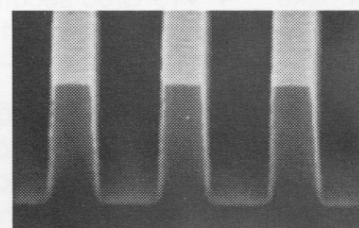
0.80 μm Lines/Spaces



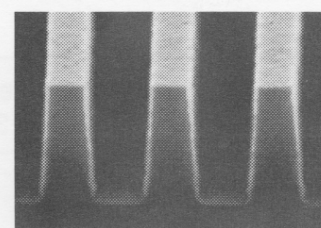
0.70 μm Lines/Spaces



0.60 μm Lines/Spaces



0.50 μm Lines/Spaces



0.48 μm Lines/Spaces

**Masking Linearity SEMS
Figure 1.**

¹Registered trademark of Union Carbide Corporation

Instructions for Use

The following instructions cover the use of MICROPOSIT S1800 SERIES PHOTO RESISTS for all levels of microelectronic device fabrication. Exact process parameters are application and equipment dependent.

Substrate Preparation

MICROPOSIT S1800 SERIES PHOTO RESISTS work well with the hexamethyldisilazane based MICROPOSIT PRIMERS. Concentrated MICROPOSIT PRIMER is recommended when vacuum vapor priming. Diluted PRIMER is recommended for liquid phase priming applications.

Coat

MICROPOSIT S1800 SERIES PHOTO RESISTS provide uniform defect-free coatings over a wide range of film thicknesses. The film thickness versus spin speed plots displayed in **Figures 1 and 2** provide the information required to properly select a MICROPOSIT S1800 PHOTO RESIST version to meet process dependent thickness specifications. Maximum coating uniformity is typically attained between the spin speeds of 3500 rpm and 5500 rpm.

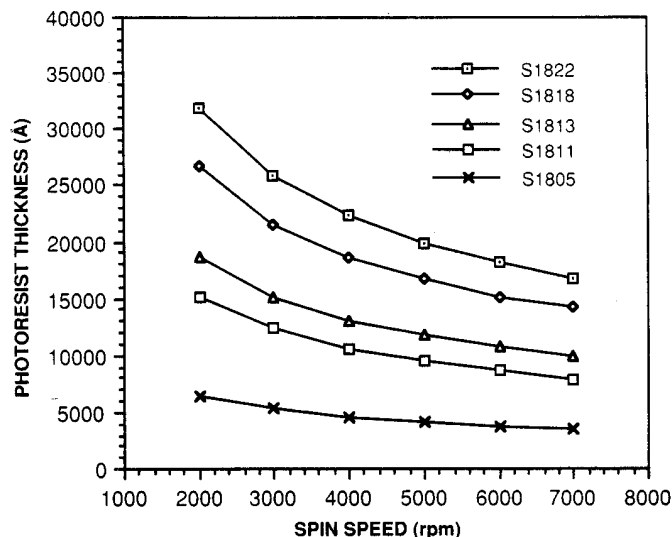
Process Parameters (Refer to Figures 1 and 2)	
Substrate	Silicon
Coat	SVG 81
Softbake	115°C/60 seconds Hotplate
Measure	Nanometrics 210

The dispersion curve and Cauchy equation displayed in **Figure 3** describe how the refractive index of the photoresist film varies as a function of the wavelength of light incident upon the film. This information is required to program ellipsometric and other optically based photoresist measuring equipment.

Process Parameters (Refer to Figure 3)	
Substrate	Silicon
Coat	13,675Å
Softbake	115°C/60 seconds Hotplate
Measure	Prometrix SM300

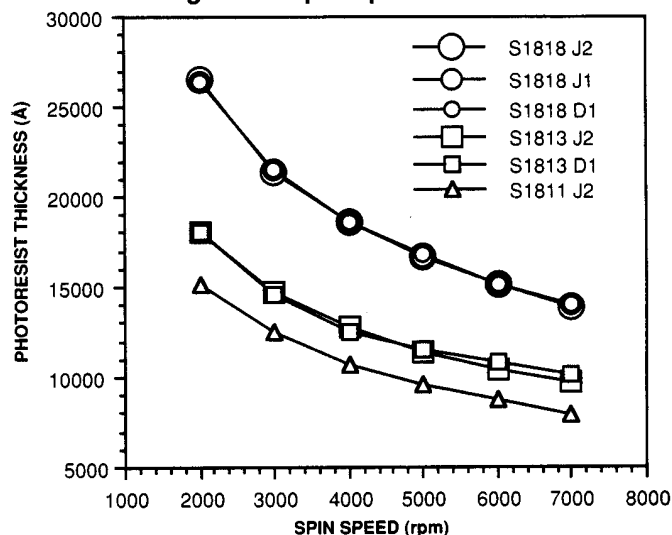
MICROPOSIT S1800 PHOTO RESIST UNDYED SERIES

Figure 1. Spin Speed Curves



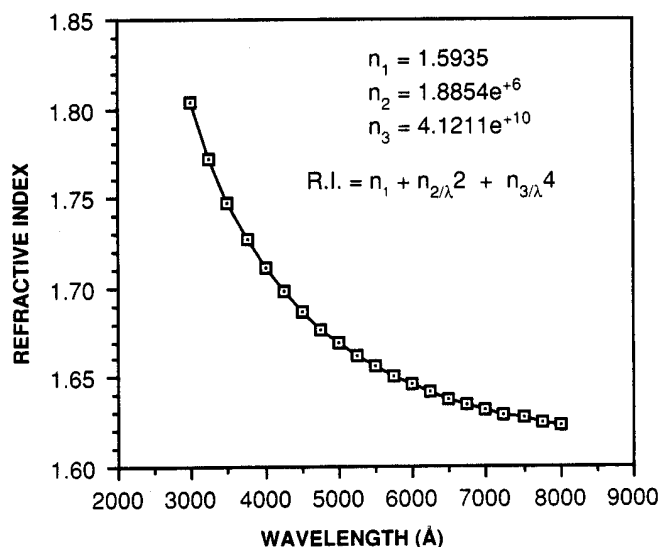
MICROPOSIT S1800 PHOTO RESIST DYED SERIES

Figure 2. Spin Speed Curves



MICROPOSIT® S1813® PHOTO RESIST

Figure 3. Dispersion Curve



Exposure

Proper film thickness selection is critical in order to reduce photospeed and critical dimension variability. The interference curves displayed in **Figure 4** illustrate the photospeed variability as a function of film thickness. Dyed versions suppress the interference effects which are more pronounced when exposing with monochromatic light sources and when using reflective substrates.

Process Parameters (Refer to Figure 4)	
Substrate	Silicon
Coat	GCA 1006 ² WAFERTRAC®
Softbake	115°C/60 seconds Hotplate
Expose	GCA 8500 G-Line (0.35 NA)
Developer	MF-321 / 10 + 30 DSP @ 21°C

MICROPOSIT S1800 SERIES PHOTO RESISTS can be exposed with light sources in the spectral output range of 350 nm - 450 nm. The exposure properties have been optimized for use at 436 nm. **Figures 5 and 6** show the absorbance spectrums for MICROPOSIT S1813 and S1813 J2® PHOTO RESISTS.

Process Parameters (Refer to Figures 5 and 6)	
Substrate	Quartz
Coat	12,300Å
Softbake	115°C/60 seconds Hotplate
Expose	Oriel Scanning Wedge
Measure	Hewlett Packard 8450A Spectrophotometer

Table 1 summarizes the Dill parameters for each MICROPOSIT S1800 SERIES PHOTO RESIST version. Dill parameters are used in optical exposure models such as SAMPLE and PROLITH.

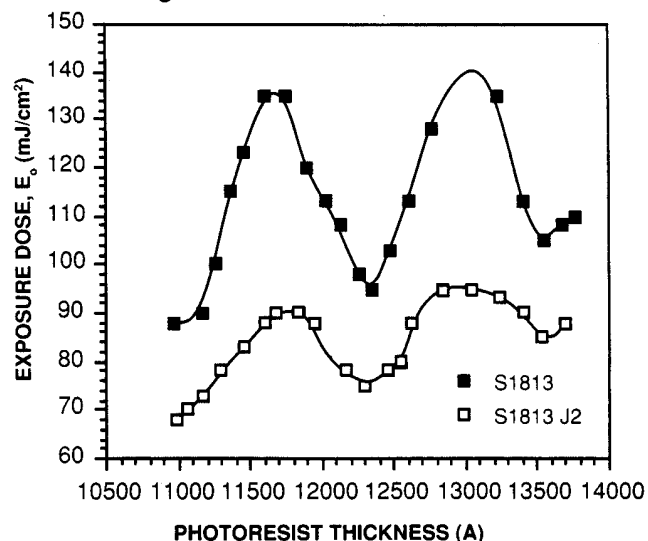
MICROPOSIT S1800 SERIES PHOTO RESISTS
Table 1. Dill Parameters

Photoresist	365 nm		436 nm	
	A (μm^{-1})	B (μm^{-1})	A (μm^{-1})	B (μm^{-1})
S1813	1.07	0.31	0.61	0.08
S1813 D1	1.05	0.34	0.58	0.26
S1811 J2	1.07	0.49	0.59	0.61
S1818 J1	1.06	0.42	0.57	0.37

Registered trademark of GCA, a unit of General Signal

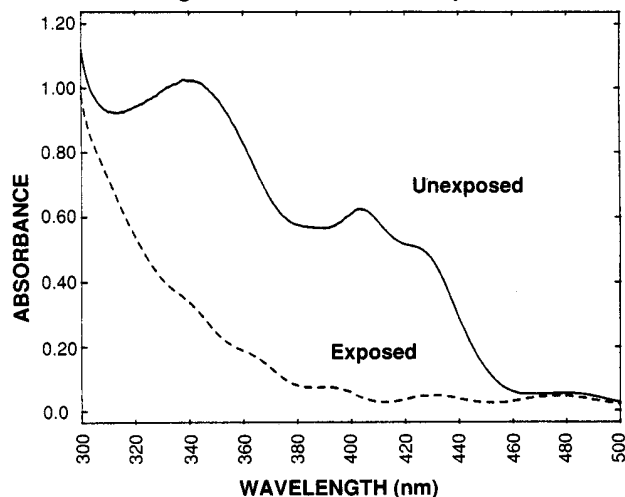
MICROPOSIT S1813 and S1813 J2 PHOTO RESISTS

Figure 4. Interference Curves



MICROPOSIT S1813 PHOTO RESIST

Figure 5. Absorbance Spectrum



MICROPOSIT S1813 J2 PHOTO RESIST

Figure 6. Absorbance Spectrum

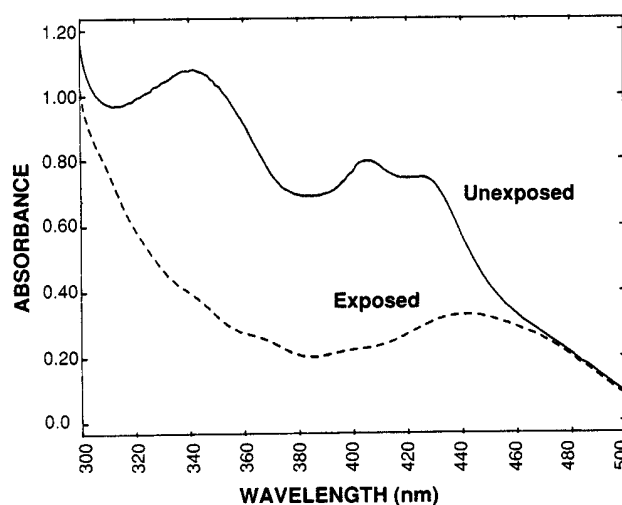


Figure 7 displays a contrast curve for MICROPOSIT S1813 PHOTO RESIST developed with MICROPOSIT® MF-321 DEVELOPER. In general, high contrast values correlate to higher angle wall profiles.

Process Parameters (Refer to Figure 7)	
Substrate	Silicon
Coat	12,300Å
Softbake	115°C/60 seconds Hotplate
Expose	GCA 8500 G-Line (0.35 NA)
Develop	MF-321 / 10 + 30 DSP @ 21°C

DEVELOP

MICROPOSIT S1800 SERIES PHOTO RESISTS are compatible with both Metal-Ion-Free (MIF) and Metal-Ion-Bearing (MIB) developers. A photoresist and developer system is dependent upon specific application requirements. Contact your local Shipley Technical Sales Representative for additional product information.

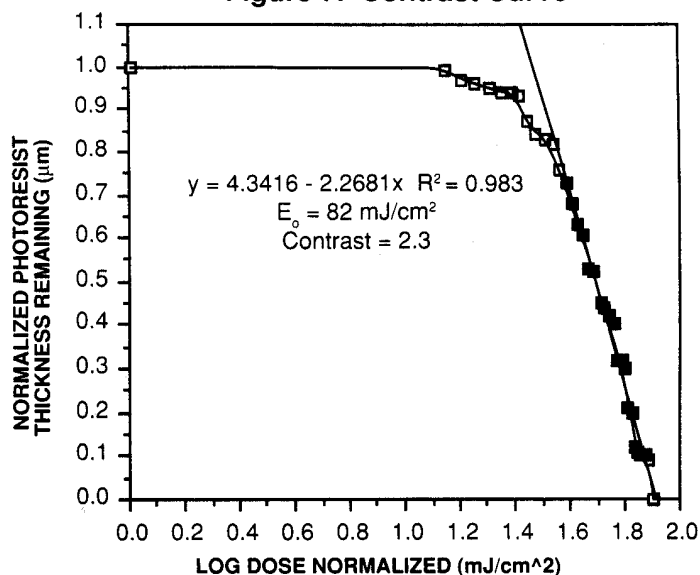
Figures 8 thru 10 illustrate the lithographic functionality of MICROPOSIT S1813 PHOTO RESIST using process parameters designed to maximize resolution while maintaining excellent exposure and focus latitude (refer to SEM photographs in **Figure 1**). The functional lithographic responses are summarized in **Table 2**.

Process Parameters (Refer to Figures 8 thru 10)	
Substrate	Silicon
Coat	12,300Å
Softbake	115°C/60 seconds Hotplate
Expose	Nikon 1505 G6E G-Line (0.54 NA)
Develop	MF-321 / 15 + 50 DSP @ 21°C

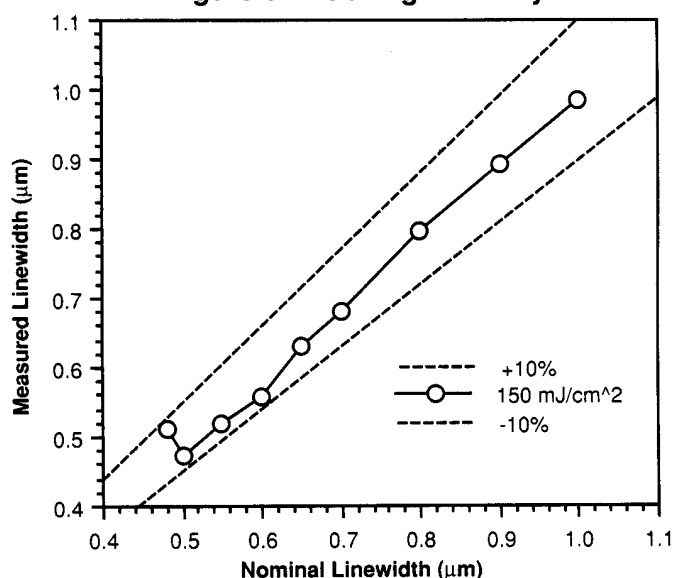
MICROPOSIT S1813 PHOTO RESIST
with MICROPOSIT MF-321 DEVELOPER
Table 2. Functional Lithographic Summary Data

Sizing Energy	150 mJ/cm ² (1.3 E ₀)	
Resolution	0.48 µm	
Masking Linearity (±10% CD)	0.50 µm	
Exposure Latitude (±10% CD)	1.0 µm L/S	0.60 µm L/S
	65%	45%
Focus Latitude (±10% CD)	2.25 µm	1.25 µm
≥ 85° Wall Angle		

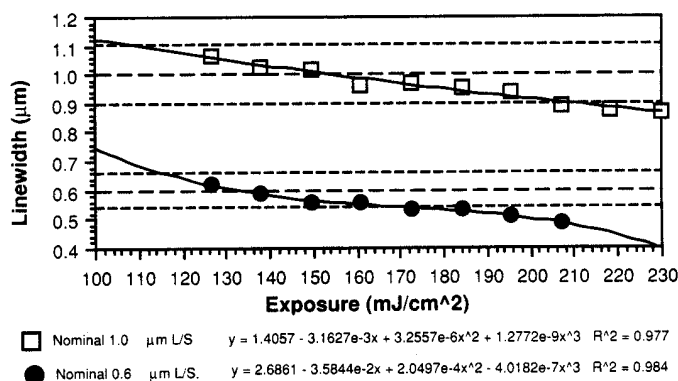
MICROPOSIT S1813 PHOTO RESIST
Figure 7. Contrast Curve



MICROPOSIT S1813 PHOTO RESIST
Figure 8. Masking Linearity Plot

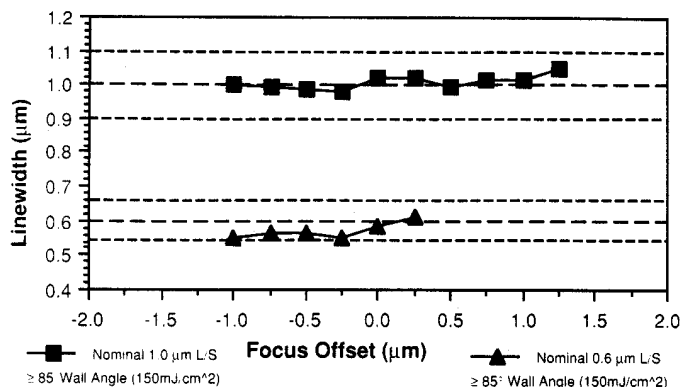


MICROPOSIT S1813 PHOTO RESIST
Figure 9. Exposure Latitude Plot



MICROPOSIT S1813 PHOTO RESIST

Figure 10. Focus Latitude Plot



Equipment

MICROPOSIT S1800 SERIES PHOTO RESISTS are compatible with most commercially available photo-resist processing equipment. Compatible materials include stainless steel, glass, ceramic, unfilled polypropylene, high density polyethylene, polytetrafluoroethylene, or equivalent materials.

Technical Literature

Please contact your Shipley Technical Sales Representative for information on the use and performance of Shipley products.

Handling Precautions

WARNING: MICROPOSIT S1800 SERIES PHOTO RESISTS are combustible mixtures containing propylene glycol monomethyl ether acetate. Contact with eyes, skin and mucous membranes causes irritation. Handle with care. Do not get in eyes, on skin or on clothing. Avoid breathing vapors or mists. Use with adequate ventilation. Wash thoroughly after handling.

Wear chemical goggles, chemical gloves and suitable protective clothing when handling MICROPOSIT S1800 SERIES PHOTO RESISTS.

In case of eye or skin contact, flush affected areas with plenty of water for at least 15 minutes. Then contact a physician at once.

Consult product Material Safety Data Sheet before using.

Toxicological and Health Advantages

The solvent used in MICROPOSIT S1800 SERIES PHOTO RESISTS is propylene glycol monomethyl ether acetate. Toxicological studies reported that propylene glycol derivatives contained in MICROPOSIT S1800 SERIES PHOTO RESISTS do **not** demonstrate the adverse blood effects and reproductive effects that ethylene glycol derived ether acetates demonstrate (NIOSH Current Intelligence Bulletin 9 - 5/2/83).

Storage

Store MICROPOSIT S1800 PHOTO RESISTS only in upright, original containers in a dry area at 50°-70°F (10°-21°C). Store away from light, oxidants, heat, and sources of ignition. Do not store in sunlight. Keep container sealed when not in use.

GENERAL INFORMATION

This special photoresist is intended for lift-off-techniques which call for a negative wall profile. Although they are positive photoresists (and may even be used in that way) comprised of a novolak resin and naphthoquinone diazide as photoactive compound (PAC) they are capable of image reversal (IR) resulting in a negative pattern of the mask. In fact AZ 5214E is almost exclusively used in the IR-mode.

The image reversal capability is obtained by a special crosslinking agent in the resist formulation which becomes active at temperatures above 110°C and - what is even more important - only in exposed areas of the resist. The crosslinking agent together with exposed PAC leads to an almost insoluble (in developer) and no longer light sensitive substance, while the unexposed areas still behave like a normal unexposed positive photoresist. After a flood exposure (no mask required) this areas are dissolved in standard developer for positive photoresist, the crosslinked areas remain. The overall result is a negative image of the mask pattern.

As everybody knows a positive photoresist profile has a positive slope of 75 - 85° depending on the process conditions and the performance of the exposure equipment (only submicron-resists get close to 90°). This is mainly due to the absorption of the PAC which attenuates the light when penetrating through the resist layer (so called bulk effect). The result is a higher dissolution rate at the top and a lower rate at the bottom of the resist. When AZ 5214E is processed in the IR-mode this is reversed as higher exposed areas will be crosslinked to a higher degree than those with lower dose, dissolution rates accordingly. The final result will be a negative wall profile ideally suited for lift-off.

The most critical parameter of the IR-process is reversal-bake temperature, once optimised it must be kept constant within $\pm 1^\circ\text{C}$ to maintain a consistent process. This temperature also has to be optimised individually. In any case it will fall within the range from 115 to 125°C. If IR-temperature is chosen too high ($>130^\circ\text{C}$) the resist will thermally crosslink also in the unexposed areas, giving no pattern. To find out the suitable temperature following procedure is suggested:

Coat and prebake a few substrates with resist. Without exposing them to UV-light subject them to different reversal-bake temperatures, i.e. 115°, 120°, 125° and 130°C. Now apply a flood exposure of $> 200\text{mJ}/\text{cm}^2$ and afterwards immerse them into a standard developer make up, i.e. AZ 351B, 1:4 diluted, or AZ 726 MIF for 1 minute. From a part of the substrates the resist will be removed, another part (those exposed to a too high temperature) will remain with the resist thermally crosslinked on it. Optimum RB-temperature now is 5° to 10°C below the temperature where crosslinking starts.

The flood exposure is absolutely uncritical as long as sufficient energy is applied to make the unexposed areas soluble. 200 mJ/cm^2 is a good choice, but 150 - 500 mJ/cm^2 will have no major influence on the performance.

Finally it should be noted that the imagewise exposure energy is lower than with normal positive processes, generally only half of that. So a good rule of thumb is: compared to a standard positive resist process, imagewise exposure dose should be half of that, flood exposure energy double of that for AZ 5214E IR-processing.

Once understanding and being familiar with this IR-procedure it is quite simple to set up a different process for lift-off. A T-shaped profile can be achieved by the following process sequence:

The prebaked AZ 5214E photoresist is flood exposed (no mask) with a small amount of UV energy, just to generate some exposed PAC at the surface. Now the reversal-bake is performed to partially crosslink this top areas. By this treatment a top layer with a lowered dissolution rate compared to the bulk material is generated. After this the resist is treated like a normal positive photoresist (imagewise exposure and development) to generate a positive image! Due to the lower dissolution rate in the top layer a T-shaped profile with overhanging lips will be the result.

PHYSICAL and CHEMICAL PROPERTIES

		AZ 5214E	
Solids content [%]		28.3	
Viscosity [cSt at 25°C]		24.0	
Absorptivity [l/g*cm] at 377nm		0.76	
Solvent	methoxy-propyl acetate (PGMEA)		
Max. water content [%]		0.50	
Spectral sensitivity		310 - 420 nm	
Coating characteristic		striation free	
Filtration [µm absolute]		0.1	

FILM THICKNESS [µm] as FUNCTION of SPIN SPEED (characteristically)

spin speed [rpm]	2000	3000	4000	5000	6000
AZ 5214E	1.98	1.62	1.40	1.25	1.14

PROCESSING GUIDELINES

Dilution and edge bead removal	AZ EBR Solvent
Prebake	110°C, 50", hotplate
Exposure	broadband and monochromatic h- and i-line
Reversal bake	120°C, 2 min., hotplate (most critical step)
Flood exposure	> 200 mJ/cm ² (uncritical)
Development	AZ 351B, 1:4 (tank, spray) or AZ 726 (puddle)
Postbake	120°C, 50s hotplate (optional)
Removal	AZ 100 Remover, conc.

HANDLING ADVISES

Consult the **Material Safety Data Sheets** provided by us or your local agent!

This AZ Photoresists are made up with our patented safer solvent PGMEA. They are **flammable liquids** and should be kept away from oxidants, sparks and open flames.

Protect from light and heat and store in sealed original containers between 0°C and 25°C, exceeding this range to -5°C or +30°C for 24 hours does not adversely affect the properties.

Shelf life is limited and depends on the resist series. The **expiration date** is printed on the label of every bottle below the batch number and coded as **[year/month/day]**.

AZ Photoresists are compatible with most commercially available wafer processing equipment.

Recommended materials include PTFE, stainless steel and high-density poly-ethylene and -propylene.

Bibliografía

- [1] Nagarajan, R., Kato, M., Pleumeekers, J., Lambert, D., Lal, V., Dentai, A., *et al.* 10 channel, 45.6Gb/s per channel, polarization multiplexed dqpsk InP receiver photonic integrated circuit. En: Proc. Conf Optical Fiber Communication (OFC), collocated National Fiber Optic Engineers Conf. (OFC/NFOEC), págs. 1–3. 2010. [2](#)
- [2] Nagarajan, R., Kato, M., Pleumeekers, J., Evans, P., Lambert, D., Chen, A., *et al.* Single-chip 40-channel InP transmitter photonic integrated circuit capable of aggregate data rate of 1.6 Tbit/s. *Electronics Letters*, **42** (13), 771–773, jun. 2006.
- [3] Nagarajan, R., Kato, M., Pleumeekers, J., Evans, P., Corzine, S., Hurtt, S., *et al.* InP photonic integrated circuits. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, **16** (5), 1113–1125, sep. 2010.
- [4] Nagarajan, R., Kato, M., Dominic, V., Pleumeekers, J., Dentai, A., Evans, P., *et al.* Large scale InP photonic integrated circuits for high speed optical transport. En: Proc. Int Conf. Indium Phosphide and Related Materials, págs. 237–240. 2006. [2](#)
- [5] Norberg, E. J., Guzzon, R. S., Parker, J. S., Johansson, L. A., Coldren, L. A. Programmable photonic microwave filters monolithically integrated in InP –ingaasp. *Journal of Lightwave Technology*, **29** (11), 1611–1619, jun. 2011. [2](#)
- [6] Himeno, A., Kato, K., Miya, T. Silica-based planar lightwave circuits. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, **4** (6), 913–924, nov. 1998. [3](#)
- [7] Himeno, A., Goh, T., Okuno, M., Takahashi, H., Hattori, K. Silica-based low loss and high extinction ratio 8×8 thermo-optic matrix switch with path-independent loss arrangement using double mach-zehnder interferometer switching units. En: Proc. 22nd European Conf. Optical Communication ECOC '96, tomo 4, págs. 149–152 vol.4. 1996. [3](#)
- [8] Jalali, B., Yegnanarayanan, S., Yoon, T., Yoshimoto, T., Rendina, I., Coppinger,

- F. Advances in silicon-on-insulator optoelectronics. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, **4** (6), 938–947, nov. 1998. [3](#)
- [9] Jalali, B., Paniccia, M., Reed, G. Silicon photonics. *IEEE Microwave Magazine*, **7** (3), 58–68, jun. 2006. [3](#)
- [10] Xiao, S., Khan, M. H., Shen, H., Qi, M. Ultralow-loss compact silicon microring resonators. En: Proc. 20th Annual Meeting of the IEEE Lasers and Electro-Optics Society LEOS 2007, págs. 850–851. 2007. [3](#)
- [11] Leinse, A., Zhang, S., Heideman, R. Triplex: The versatile silicon nitride waveguide platform. En: Proc. Progress in Electromagnetic Research Symp. (PIERS), pág. 67. 2016. [4](#)
- [12] Leinse, A., Heideman, R. G., Klein, E. J., Dekker, R., Roeloffzen, C. G. H., Marpaung, D. A. I. TriplexTM platform technology for photonic integration: Applications from UV through nir to IR. En: Proc. ICO Int Information Photonics (IP) Conf, págs. 1–2. 2011.
- [13] Heideman, R. G., Leinse, A., Hoekman, M., Schreuder, F., Falke, F. H. TriplexTM: The low loss passive photonics platform: Industrial applications through multi project wafer runs. En: Proc. IEEE Photonics Conf, págs. 224–225. 2014.
- [14] Heideman, R., Hoekman, M., Schreuder, E. Triplex-based integrated optical ring resonators for lab-on-a-chip and environmental detection. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, **18** (5), 1583–1596, sep. 2012.
- [15] Dekker, R., Klein, E. J., Geuzebroek, D. H. Polarization maintaining single mode color combining using triplexTM based integrated optics for biophotonic applications. En: Proc. IEEE Photonics Conf. 2012, págs. 286–287. 2012. [4](#)
- [16] Born, M., Wolf, E. Principles of Optics: Electromagnetic Theory of Propagation, Interference and Diffraction of Light. Elsevier Science, 1980. URL <https://books.google.es/books?id=HY-GDAAAQBAJ>. [9](#)
- [17] Cozens, R. R. A. S. . J. R. Optical Guided Waves and Devices. McGraw-Hill, 1992. [10](#)
- [18] Love, A. W. S. J. Optical Waveguide Theory. 1983. [11](#), [13](#), [15](#)
- [19] Pozar, D. M. Microwave Engineering. JOHN WILEY & SONS INC, 2011. URL http://www.ebook.de/de/product/14948033/david_m_pozar_microwave_engineering.html. [11](#)

- [20] Agrawal, G. P. Lightwave Technologies, Components and device. 2004. 14, 16, 26, 28
- [21] Okamoto, K. Fundamentals of Optical Waveguides. Optics and photonics. Academic Press, 2000. URL <https://books.google.com/books?id=Igfx0KJc7ZoC>. 19
- [22] Marcatali, E. A. J. Dielectric rectangular waveguide and directional coupler for integrated optics. *The Bell System technical Journal*, págs. 2071–2102, 1969. 19, 20, 21, 26
- [23] Cassan, F. G. L. V. S. L. E. Propagation loss in single-mode ultrasmall square silicon-on-insulator optical waveguides. *Journal of Lightwave Technology*, **24** (2), 891–896, feb. 2006. 22, 87
- [24] Selvaraja, D. X. J. H. S. G. T. R. G. Z. M. D. J. T. M. N. X. C. D. V. T. S. K. S. K. Silicon photonic integration platform – have we found the sweet spot?, 2013. 22
- [25] Streifer, A. H. W. Coupled mode theory of parallel waveguides. *Journal of Lightwave Technology*, **LT-3** (5), 1135–1146, oct. 1985. 26
- [26] Huang, H. A. H. W. Coupled-mode theory. *Proceedings of the IEEE*, **79** (10), 1505–1518, oct. 1991. 26
- [27] Chrostowski, L., Hochberg, M. Silicon Photonics Design. Cambridge University Press, 2015. URL <https://books.google.com/books?id=XbDGBgAAQBAJ>. 29
- [28] Vafaei, N. R. L. C. R. Temperature effects on silicon-on-insulator (soi) racetrack resonators: A coupled analytic and 2-d finite difference approach. *Journal of Lightwave Technology*, **28** (9), 1380–1391, mayo 2010. 29, 33, 66, 67
- [29] Maker, A. J., Armani, A. M. Low-loss silica-on-silicon waveguides. *Opt. Lett.*, **36** (19), 3729–3731, Oct 2011. URL <http://ol.osa.org/abstract.cfm?URI=ol-36-19-3729>. 32
- [30] Zhuang, L. Ring Resonator-Based Broadband Photonic Beam Former for Phased Array Antennas. Tesis Doctoral, Faculty of Electrical Engineering, Mathematics and Computer Science, University of Twente, 2010. 44, 46, 48, 63, 75, 76, 79
- [31] Rabus, D. Integrated Ring Resonators, The compendium. Springer, 2007. 44, 45
- [32] J. Proakis, D. M. Digital Signal Processing: Principles, Algorithms and Applications. 3^a ed^{ón}. Prentice-Hall, 1996. 45, 46

- [33] Bogaerts, W., Heyn, P. D., Vaerenbergh, T. V., Vos, K. D., Selvaraja, S. K., Claes, T., *et al.* Silicon microring resonators. *Laser Photonics reviews*, **6** (1), 47–73, sep. 2012. [49](#)
- [34] Teich, B. E. A. S. . M. C. Fundamentals of Photonics. 2^a ed^{ón}. Wiley, 2007. [50](#)
- [35] Hoekstra, H. P. U. L. Z. C. G. H. R. H. J. W. M. Direct experimental observation of pulse temporal behavior in integrated-optical ring-resonator with negative group velocity. En: Proceedings of the 13th European Conference on Integrated Optics, págs. 25–27. 2007. [51](#)
- [36] Madsen, C., Zhao, J. Optical Filter Design and Analysis: A Signal Processing Approach. Wiley Series in Microwave and Optical Engineering. Wiley, 1999. URL <https://books.google.com/books?id=JfnFQgAACAAJ>. [61](#)
- [37] Watts, M. R., Sun, J., DeRose, C., Trotter, D. C., Young, R. W., Nielson, G. N. Adiabatic thermo-optic mach–zehnder switch. *OPTICS LETTERS*, **38** (5), 733–735, mar. 2013. [65](#)
- [38] Beck, M. M. D. L. M., Santos, R. H. P. V. Compact mach-zehnder acousto-optic modulator. *Applied Physics Letters*, **89** (12), 121104, 2006. URL <http://dx.doi.org/10.1063/1.2354411>. [65](#)
- [39] Green, W. M. J., Rooks, M. J., Sekaric, L., Vlasov, Y. A. Ultra-compact, low rf power, 10 gb/s silicon mach-zehnder modulator. *Optics Express*, **15** (25), dic. 2007. [66](#)
- [40] Soref, R., Bennett, B. Electrooptical effects in silicon. *IEEE Journal of Quantum Electronics*, **23** (1), 123–129, ene. 1987. [67](#), [68](#)
- [41] Dainesi, P., Kung, A., Chabloz, M., Lagos, A., Fluckiger, P., Ionescu, A., *et al.* CMOS compatible fully integrated mach-zehnder interferometer in SOI technology. *IEEE Photonics Technology Letters*, **12** (6), 660–662, jun. 2000. [67](#)
- [42] Oda, K., Takato, N., Toba, H., Nosu, K. A wide-band guided-wave periodic multi/demultiplexer with a ring resonator for optical fdm transmission systems. *Journal of Lightwave Technology*, **6** (6), 1016–1023, jun. 1988. [76](#)
- [43] Tachimori, M. Simox wafers (silicon wafers with a thin superficial silicon film separated from the body by implanted oxygen). *Nippon Steel Technical Report*, **73**, 19–25, 1997. [85](#), [86](#)

- [44] Division, E. S. E., Meeting, E. Semiconductor Wafer Bonding : Science, Technology, and Applications ...: Proceedings of the International Symposia. Proceedings (Electrochemical Society). Electrochemical Society, 2003. URL <https://books.google.com/books?id=yAxTAAAMA AJ>. 86
- [45] Ogura, A. Method of fabricating soi substrate, mar. 30 1999. URL <https://www.google.com/patents/US5888297>, uS Patent 5,888,297.
- [46] Fujioka, H. Method of manufacturing semiconductor on insulator, oct. 29 1991. URL <https://www.google.com/patents/US5061642>, uS Patent 5,061,642.
- [47] Bajor, G., Raby, J. Using a rapid thermal process for manufacturing a wafer bonded soi semiconductor, sep. 13 1988. URL <https://www.google.com/patents/US4771016>, uS Patent 4,771,016. 85
- [48] Tsybeskov, L., Lockwood, D. J., Ichikawa, M. Silicon photonics: CMOS going optical [scanning the issue]. *Proceedings of the IEEE*, **97** (7), 1161–1165, jul. 2009. 87
- [49] McLaren, M. CMOS nanophotonics for exascale systems. En: Proc. Int. Green Computing Conf, pág. 535. 2010. 87
- [50] UPenn. Pecvd recipes. URL https://www.seas.upenn.edu/~nanosop/PECVD_Recipes.htm. 89
- [51] BYU. Pecvd deposition recipes. URL http://www.cleanroom.byu.edu/pecvd_deposition.phtml. 89
- [52] Jaeger, R. C. Introduction to Microelectronic Fabrication: Volume 5 of Modular Series on Solid State Devices. ADDISON WESLEY PUB CO INC, 2001. URL http://www.ebook.de/de/product/3261386/richard_c_jaeger_introduction_to_microelectronic_fabrication_volume_5_of_modular_series_on_solid_state_devices.html. 89
- [53] Sigmund, P. Mechanisms and theory of physical sputtering by particle impact. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section B: Beam Interactions with Materials and Atoms*, **27** (1), 1–20, jun 1987. URL [http://dx.doi.org/10.1016/0168-583X\(87\)90004-8](http://dx.doi.org/10.1016/0168-583X(87)90004-8). 94
- [54] Guan, D., Brucoleri, A. R., Heilmann, R. K., Schattenburg, M. L. Stress control of plasma enhanced chemical vapor deposited silicon oxide film from tetraethoxysilane. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, **24** (2), 027001, dec 2013. URL <http://dx.doi.org/10.1088/0960-1317/24/2/027001>. 94

- [55] Sze, S., Irvin, J. Resistivity, mobility and impurity levels in gaas, ge, and si at 300 k. *Solid-State Electronics*, **11** (6), 599–602, 1968. [98](#)
- [56] Elihu, M. A. A. Impurity conduction at low concentrations. *Physical Review*, **120** (3), 745, 1960.
- [57] C, I. J. Resistivity of bulk silicon and of diffused layers in silicon. *Bell System Technical Journal*, **41** (2), 387–410, 1962. [98](#)
- [58] Fu, Y., Ye, T., Tang, W., Chu, T. Efficient adiabatic silicon-on-insulator waveguide taper. *Photon. Res.*, **2** (3), A41–A44, Jun 2014. URL <http://www.osapublishing.org/prj/abstract.cfm?URI=prj-2-3-A41>. [99](#)

Agradecimientos

Es difícil realizar una lista de todas las personas a las cuales quisiera agradecer, pero vamos a intentar resumir todo. En este año y medio de trabajo me he topado con muchas cosas nuevas, infinitos problemas que me quemaron la cabeza durante días (y porque no meses cuando de teoría de modos acoplados se trata), por suerte en todo momento siempre conté con el apoyo y la ayuda de todos los capos que están en el grupo de teleco.

Me es necesario resaltar a la Dra. Mariana Barturen, quien puedo dar fe se puso la 10 en todo momento para explicarme, ayudarme, corregirme o simplemente aconsejarme. Puedo estar bastante seguro que este trabajo tendría otra forma (mucho más corta por seguro) sin su ayuda. También la ayuda del Dr. Franco Fiorini por tantas charlas de guías de onda con conclusiones sobre música y porqué James LaBrie está sobrevalorado.

A mis directores Pablo y Laureano que se que se tuvieron que bancar básicamente mi forma de trabajar (que no es precisamente lo más organizado del mundo), mis berrinches y mi actitud que por lo general no es la mejor del mundo (más aún cuando no me salen las cosas). A pesar de todo esto siempre tuvieron predisposición y la pelearon para que salga todo bien. Gracias a ellos por todo el aguante y poner confianza en mí y en mi trabajo.

Al Dr. Azad Siahmakoun profesor de RHIT, por tremenda oportunidad de trabajo en conjunto que me dieron con mi director y el, en la cual puedo estar seguro aprendí un montón de cosas y siento me nutrí de una experiencia única (como cargar un rollo de fibra óptica que cuesta más que mi seguro de vida). Con esto también quiero agradecer a todos las personas con las que tuve la gracia de trabajar/charlar/convivir en mi estadía en Estados Unidos, Park por hacer hasta lo imposible por entender mi saca ingles técnico, Brian Fair técnico encargado del lab. MiNDS por tener toda la disposición y onda del mundo para darnos una mano, explicar o inclusive charlar sobre tonteras para matar el tiempo en la sala limpia mientras esperábamos los procesos terminen.

También no quiero olvidar de mencionar a Bruno y Sergio Kaufman por su infinita ayuda en la búsqueda de financiación para el viaje. Gracias a ellos y a Nicolás Goldstein todo esta aventura fue posible. Quiero agradecerles por esto, por tremenda oportunidad y por poner su confianza en mí.

A mis grandes amigos de Tucumán por todo este apoyo. Resaltando a uno de

los más grandes Juan Pablo Sidan, el negro. Quien en estos días de poco sueño y muchos nervios estuvo acompañando en todo momento, tirando chistes y corrigiendo las monstruosidades escritas en borradores de este trabajo.

Y como olvidarme de los niños teleco IB 13, por todo este camino recorrido juntos tantos asados y tantos finales con incertidumbre. A ellos, felicidades viejas, llegamos al final, gracias por tanto y perdón por tan poco.

A mi familia por tanto aguante y apoyo en esta etapa que fue mi carrera de grado. Mis viejos, por hacer todo lo posible desde siempre para darme toda la educación que recibí. Mis hermanas, por ser tan densas todo el tiempo... con todo... siempre jaja. A ellos, Hoy y siempre, gracias.

Bueno, solo queda agradecer al café por tanta cafeína ingerida en estos últimos días (semanas) y a Playadito por ser el néctar de cada día para mantenerme despierto durante las mañanas.

Espero sinceramente que este trabajo sea útil para futuros telecos que decidan meterse en el divertido mundo de la fotónica integrada. Habiendo dicho esto, solo resta decir, ¡Gracias totales!

